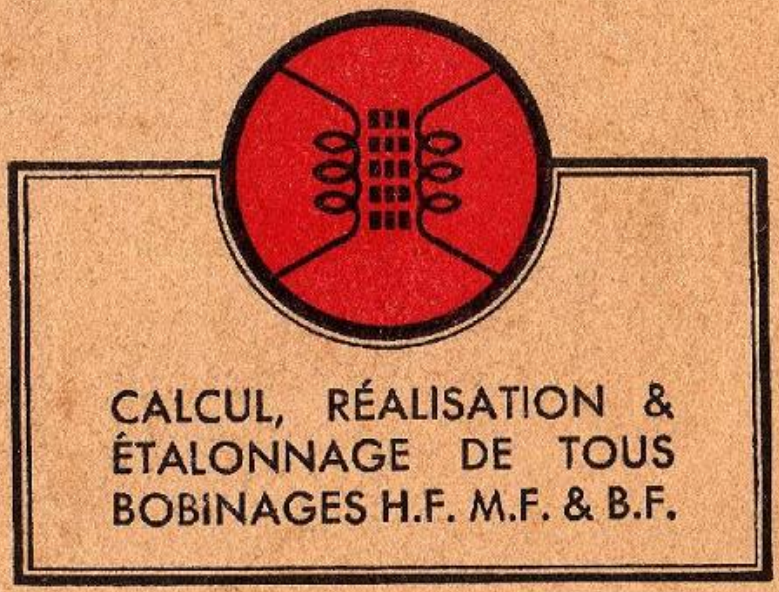
HUGUES GILLOUX
Professeur de Technologie à l'École Bréguet

LES BOBINAGES RADIO



CALCUL, RÉALISATION & ÉTALONNAGE DE TOUS BOBINAGES H.F. M.F. & B.F.

QUATRIÈME ÉDITION
REVUE ET AUGMENTÉE

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob - PARIS (6e)

POUR FACILITER LA LECTURE DE CET OUVRAGE

Nous nous excusons par avance de certaines dénominations ou abréviations qui parfois ne sont pas très connues et que nous employons systématiquement. Il faudra au lecteur, tout au moins au début, un peu de courage pour s'y habituer.

D'autre part, certaines abréviations, quasi-entérinées par l'usage, ne sont pas correctes; ainsi l'unité de fréquence est non le cycle, mais le hertz avec ses multiples kilo, Méga. Nous allons les passer en revue en commençant par les symboles mathématiques:

Symboles mathématiques.

Addition et soustraction

Les symboles + et — sont bien connus.

Multiplication

La multiplication est exprimée par le signe connu ×, mais aussi par un point placé à mi-hauteur des termes à multiplier. Quand on a affaire à des termes algébriques, l'usage veut que cette opération soit figurée par la simple juxtaposition.

$$a \times b = a \cdot b = ab$$

Division

La division s'exprime en principe toujours par un trait de fraction, soit droit, soit oblique, ainsi:

$$\frac{a}{b} = a/b$$

Puissance

Lorsqu'on désire marquer qu'un chiffre ou une lettre est à porter à la puissance 2, 3... n, on l'écrit:

$$a^n \qquad a^n$$

$$35^3 = 35 \cdot 35 \cdot 35$$

La puissance peut être positive ou négative, par exemple:

$$a^{-n} = 1/a^n$$

De plus, elle peut être fractionnaire; ainsi:

$$a^{1/n} = \sqrt[n]{a.} \qquad a^{n/m} = \sqrt[m]{a^n.}$$

Le signe $\sqrt{}$, ou *radical* exprime que l'on extrait la racine (carrée, cubique... $n^{ième}$, suivant que l'exposant est 2, 3, ou n).

Puissances de 10

Lorsque, dans les calculs on ne veut pas traîner de multiples zéros, on utilise les puissances de 10:

10^6	= 1.000.000 =	Méga	= M
10^5	= 100.000 =		
10^4	= 10.000 =	Myria	= ma
10^3	= 1.000 =	kilo	k
10^2	= 100 =	hecto	h
10^1	= 10 =	déca	da
10^0	= 1		
10^{-1}	= 0,1 =	déci	d
10^{-2}	= 0,01 =	centi	c
10^{-3}	= 0,001 =	milli	m
10^{-4}	= 0,0001 =		
10^{-5}	= 0,00001 =		
10^{-6}	= 0,000001 =	micro	μ

Exemple:

23 MHz = 23.000 kHz = 23.000.000 Hz = $23 \cdot 10^6$ Hz.

Unités électriques.

a) Résistance

Ohm = Ω.

multiples: kΩ = 1000Ω. = kiloohm.

MΩ = 10^6 Ω = mégohm.

sous-multiple: μΩ = 10^{-6} Ω = microhm.

b) Tension

Volt = V.

Multiples: kV = 1000 V = kilovolt.

Sous-multiples: mV = 10^{-3} V = millivolt.

μV = 10^{-6} V = **microvolt.**

c) Intensité

Ampère = A.

Multiples: (pas utilisés).

Sous-multiples: mA = 10^{-3} A = milliampère.

μA = 10^{-6} A = microampère.

d) Conductance

mho = 1/Ω = ℧

(cette unité est peu utilisée).

e) Capacité

Farad = F.

Cette unité est trop grande; on utilise comme unité pratique le microfarad, ou μF (10^{-6} F).

Les sous-multiples sont:

$m\mu F$ = millimicrofarad = 10^{-9} F.

pF = picofarad = $\mu\mu F$ = micromicrofarad = 10^{-12} F.

f) Self-induction

Henry = H.

Sous-multiples: mH = millihenry = 10^{-3} H.

μH = microhenry = 10^{-6} H.

Rappelons pour mémoire le watt, unité de puissance, ses multiples hectowatt, kilowatt, et ses sous-multiples milliwatt, microwatt. Citons aussi la pulsation ω, ou « fréquence angulaire », et terminons par

g) Fréquence

Elle s'exprime en hertz, ou cycles par seconde:

Multiples: kHz = kilohertz = 10^3 Hz

MHz = megahertz = 10^6 Hz.

Pour clore cette entrée en matière, signalons que, dans tous nos schémas, lorsque deux traits représentant des fils de connexions se coupent, la liaison entre ces fils est marquée par un point.

CHAPITRE PREMIER

FONCTIONS DES BOBINAGES

GÉNÉRALITÉS

L'élément fondamental, qui régit tous les phénomènes dont l'ensemble constitue la Radiotechnique, est constitué par le circuit oscillant. Celui-ci est, en effet, encore plus important que la lampe, puisque l'on peut concevoir, et réaliser, un récepteur — voire un émetteur — sans lampes, alors qu'on ne peut le faire sans circuit oscillant. De plus, celui-ci est à la base de l'accord, sans lequel aucune réception ou émission ne pourrait être effectuée.

Schématiquement, le circuit oscillant se présente sous la forme de la figure 1, si nous avons affaire à un circuit oscillant

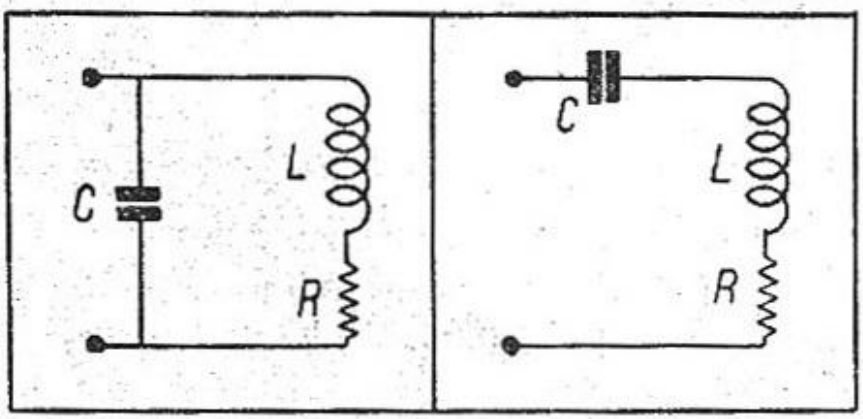


Fig. 1. — Circuit oscillant, cas du circuit parallèle ou résonant.

Fig. 2. — Circuit oscillant, cas du circuit série.

« parallèle » (le plus usité) et de la figure 2 dans le cas du circuit oscillant « série », moins couramment employé, mais aussi utile.

Nous voyons que nous avons deux éléments que nous pouvons considérer comme actifs: la self-induction et la capacité, et un élément, hélas! passif: la résistance, dans lequel disparaît sous forme de chaleur la bonne énergie emmagasinée dans les deux autres...

Toute la technique de la radio tend vers l'augmentation du rendement énergétique, que ce soit dans les lampes, les montages, ou les éléments de circuit. Pour les circuits oscillants en général, les efforts ont porté sur la réduction de cette malheureuse résistance série, laquelle est apparue comme constituée de deux parties:

1. — Résistance série du condensateur;
2. — Résistance série du bobinage.

Rappelons qu'une résistance parallèle d'amortissement (par exemple, une détectrice diode) dont la valeur est de R*p* est équivalente à une résistance série R*s* telle que:

$$Rs = \frac{L^2\omega^2}{Rp}$$

En ce qui concerne les condensateurs, leur qualité, depuis des années, a atteint un niveau plus que satisfaisant et difficile à surpasser.

Nous n'en parlerons donc pas ici, car on ne peut pas leur imputer les défauts des circuits oscillants.

Actuellement, on peut considérer que toute la résistance est localisée dans la branche self-induction. Et puis, cet ouvrage ne doit-il traiter des bobinages et non des condensateurs?...

Nous allons, pour ceux que la question intéresse, entrer dans la partie technique du problème. Nous regrouperons ensuite les formules et notions acquises, dont nous pourrons avoir ultérieurement besoin.

1° Force électromotrice de self-induction.

Lorsqu'un bobinage est parcouru par un courant alternatif, il est traversé par un flux magnétique alternatif qui donne naissance, dans le bobinage lui-même, à une force électromotrice alternative. Celle-ci est appelée *f. e. m. de self-induction* et tend à s'opposer aux variations du courant.

Sa valeur, à chaque instant *t*, est donnée par:

$$e = -L\frac{di}{dt}$$

$\frac{di}{dt}$ représente la variation du courant en fonction du temps.

Si *e* est exprimé en volts, *i* l'intensité en ampères, *t* en secondes, L est le coefficient de self-induction exprimé en henrys.

Si *e* est sinusoïdal, *i* est aussi sinusoïdal, en quadrature avec *e* et en retard; on dit encore que le courant est en quadrature arrière avec la tension.

Par « quadrature » on entend que le décalage entre la tension et le courant est de $\frac{\pi}{2}$ (ou un quadrant, 90°).

2° Inégale répartition du courant dans la section d'un conducteur.

Supposons un conducteur circulaire (fig. 3) parcouru par un courant alternatif. Celui-ci produit un champ magnétique alternatif, non seulement à l'extérieur du fil, mais aussi à l'intérieur. Les lignes de force de ce champ sont concentriques au fil; elles créent une f.e.m. de self-induction dirigée suivant l'axe du fil et qui se compose avec celle qui produit le passage du courant. L'effet résultant est une diminution de son amplitude.

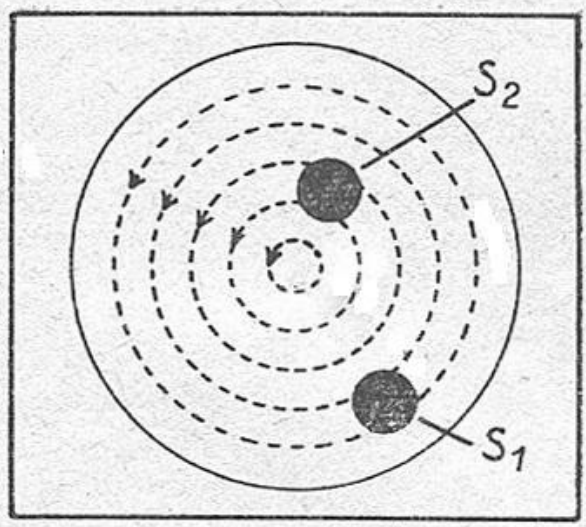


Fig. 3. — L'effet Kelvin — le courant n'est pas homogène dans toute la section du conducteur.

Si l'on décompose le fil en filets élémentaires longitudinaux tels que S_1, S_2, les lignes de force qui embrassent ces filets sont seules à agir sur eux. Les régions intérieures du fil seront plus affectées par le phénomène que les régions extérieures.

Il en résulte une répartition inégale du courant dans le fil, cet effet étant d'autant plus marqué que le fil est plus gros, plus conducteur, et que la fréquence est plus élevée; au fur et à mesure que celle-ci croît, le courant se localise de plus en plus sur la périphérie, la fibre centrale pouvant même être parcourue par un courant de sens contraire à celui du courant moyen. Le courant parcourant la couche supérieure du fil est plus grand que ne le serait le courant continu défini par la loi d'Ohm.

Dans ces conditions, l'effet Joule est plus considérable, le fil s'échauffe plus qu'il ne le ferait si la répartition était uniforme. Comme l'expression de cet effet est

$$W = I^2 R,$$

tout se passe *comme si* la résistance avait augmenté. Le fil présente une *résistance apparente* plus grande en alternatif que sa *résistance ohmique* (ou en continu).

Ce fait explique que l'on soit amené, pour les hautes fréquences, à remplacer le *fil plein* par un tube. Cet effet est connu sous le nom d'*effet de peau* ou *Skin-effect* (c'est un des effets désignés sous le nom d'effet Kelvin, du nom du physicien qui l'a découvert).

3° Condensateur en alternatif.

Si un condensateur est intercalé dans un circuit parcouru par un courant alternatif i, il existera aux bornes du condensateur une tension alternative v telle que:

$$i = C\frac{dv}{dt},$$

ce qui s'écrit:

$$v = \frac{1}{C}\int i\,dt.$$

En d'autres termes, si v est sinusoïdal, i est également sinusoïdal, en *quadrature avant* sur la tension. C'est juste l'inverse de la self-induction.

4° Décharge d'un condensateur dans un circuit inductif.

Soit (fig. 4) un condensateur de capacité C, chargé à la tension v_0; sa charge est alors de: $q_0 = Cv_0$.

A l'instant 0, nous relions ses armatures à un circuit de résistance R et de self-induction L. Soient, à l'instant t, q sa

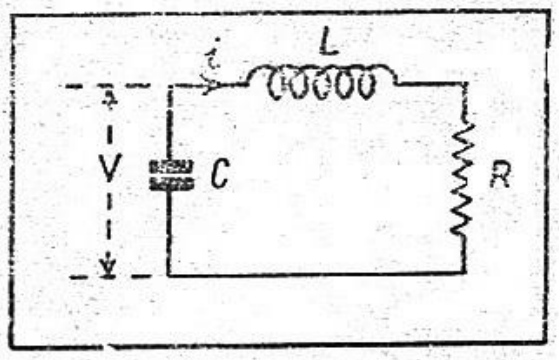


Fig. 4. — Théorie de la décharge d'un condensateur, les constantes du circuit sont L, R, C.

charge, v la tension aux bornes, et i l'intensité du courant qui circule dans le circuit. On a:

$$q = Cv$$

$$-dq = i\,dt$$

$$iR = v - L\frac{di}{dt}.$$

On tire des équations, par élimination de i et de v:

$$(1) \qquad \frac{1}{C} q + R \frac{dq}{dt} + L \frac{d^2 q}{dt^2} = 0.$$

L'équation caractéristique de cette équation différentielle du second ordre est:

$$(2) \qquad Lx^2 + Rx + \frac{1}{C} = 0.$$

Et le discriminant de (2) est:

$$\frac{4L}{C} - R^2.$$

Plusieurs cas sont à examiner:

a) *Le discriminant est négatif ou nul.* — L'équation (2) a des racines réelles; l'équation (1) a une solution générale fournie par une somme d'exponentielles dans le premier cas, par une exponentielle multipliée par une expression linéaire en t dans le deuxième cas.

Le condensateur se décharge sans que le courant change de sens. *Le circuit est non oscillant.*

b) *Le discriminant est positif.* — Cela signifie que:

$$\frac{4L}{C} > R^2,$$

ou

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Dans ce cas, les racines de l'équation (2) sont imaginaires. L'équation (1) est satisfaite si q est une grandeur sinusoïdale. La substitution donne comme conditions:

$$(3) \qquad R\omega - 2L\alpha\omega = 0$$

$$(4) \qquad \frac{1}{CL} - \frac{\alpha R}{L} + \alpha^2 - \omega^2 = 0.$$

On tire de (3):

$$\boxed{\alpha = \frac{R}{2L}}$$

α est l'amortissement du circuit; il ne dépend pas de la capacité. L'inverse de l'amortissement est une grandeur importante: *la constante de temps* θ, qui définit le temps d'établissement du courant dans le circuit

$$\theta = \frac{2L}{R}$$

On tire de (4) :

$$\omega^2 = \frac{1}{L\,C} - \frac{R^2}{4\,L^2}$$

Le deuxième terme, $R^2/4\,L^2$, est toujours très petit par rapport au premier; on peut donc prendre:

(5) $$\omega^2 = \frac{1}{L\,C}$$

Exemple. — $L = 350\,\mu F$; $C = 350\,pF$; $R = 10\,\Omega$; $\omega = 455\,kHz$.

Le premier terme est:

$$\frac{1}{L\,C} = \frac{1}{350 \cdot 10^{-6}\,350 \cdot 10^{-12}} = \frac{10^{18}}{122500} = \frac{10^{16}}{1225}$$

Le deuxième terme est:

$$\frac{R^2}{4\,L^2} = \frac{100}{4 \cdot 350^2 \cdot 10^{-12}} = \frac{10^{14}}{4 \cdot 350^2} = \frac{10^{12}}{4 \cdot 1225}$$

Le premier terme est 40.000 fois plus grand que le second; l'erreur commisé est tout à fait négligeable.

5° Formule de Thomson.

La formule (5), qui s'écrit:

$$C\,L\,\omega^2 = 1$$

ou sous différentes autres formes, s'appelle *formule de Thomson.* Elle permet de calculer une quelconque des valeurs du circuit, connaissant les deux autres. La quantité ω, que certains auteurs appellent *fréquence angulaire,* s'appelle aussi *pulsation.* Elle est liée à la fréquence par la relation:

$$\omega = 2\pi f.$$

On a alors:

$$4\,\pi^2 f^2 \cdot L\,C = 1$$

$$f^2 = \frac{1}{4\,\pi^2\,L\,C}$$

$$f = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

La fréquence est liée à la longueur d'onde λ par la relation:

$$\lambda = \frac{V}{f}$$

ou V représente la vitesse de la lumière: 300.000.000 mètres par seconde. Par suite:

$$\lambda = 3 \cdot 10^8 \cdot 2\,\pi\,\sqrt{L\,C}.$$

On peut varier à l'infini les expressions: finalement, nous retiendrons:

$$\lambda = 1884 \sqrt{L\,C}$$

où L est en μH
C est en μF.

$$\lambda = 2\,\sqrt{L\,C}$$

où L est en μH
C est en cm. CGS.

$$f = \frac{159000}{\sqrt{L\,C}}$$

où L est en μH
C est en *p*F.

De cette dernière formule, nous tirons:

$$L = \frac{25,3 \cdot 10^9}{f^2\,C}$$

où f est en kHz
C est en *p*F.

6° Réactances.

La réactance d'un bobinage est l'expression:

$$L\,\omega.$$

C'est sa résistance apparente au courant alternatif. On l'appelle *inductance.*

On définit de même la réactance du condensateur:

$$\frac{1}{C\,\omega},$$

et on l'appelle *capacitance.*

A la résonance, c'est-à-dire à la fréquence définie par la formule de Thomson, l'inductance devient égale à la capacitance:

$$L\,\omega = \frac{1}{C\,\omega}$$

Cette expression est souvent utile dans la détermination des circuits.

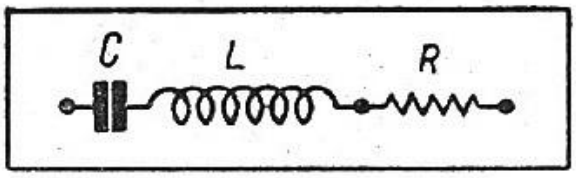


Fig. 5. — Impédance du circuit série.

7° Impédance.

Dans un circuit série, l'impédance (ou résistance apparente du circuit pour un courant alternatif) est, en appelant L, R et C les éléments du circuit (fig. 5):

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\,\omega - \frac{1}{C\,\omega}\right)^2}$$

Le déphasage du courant sur la tension est positif ou négatif, suivant que le circuit se comporte comme inductance ou capacitance, c'est-à-dire que $L\omega$ est plus grand ou plus petit que $1/C\omega$. Si φ est cet angle, on a:

$$tg\,\varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}.$$

Dans le cas particulier où $L\omega = \frac{1}{C\omega}$, le déphasage est nul, et l'impédance se réduit à la résistance du circuit (cas de la résonance, figures 6 et 7).

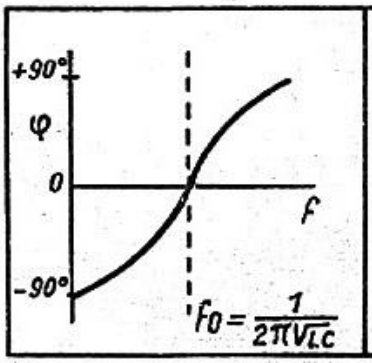


Fig. 6. — Variation de la phase autour du point d'accord, cas du circuit série.

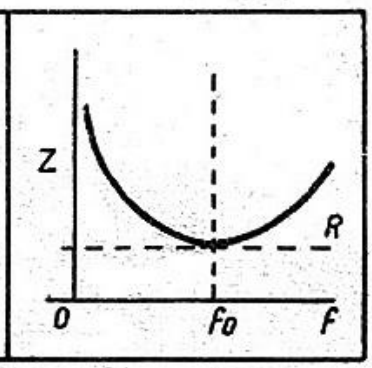


Fig. 7. — Variation de l'impédance du circuit série.

Dans le cas d'un circuit parallèle (fig. 8), l'impédance est exprimée par:

$$Z = \frac{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}{C\omega\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}.$$

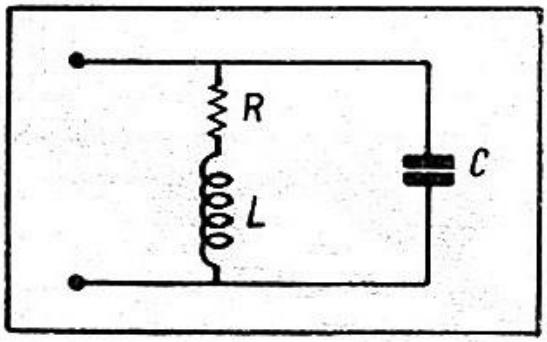


Fig. 8. — Impédance du circuit parallèle.

Cette impédance est inductive ou capacitive suivant que $L\omega$ est plus grand ou plus petit que $1/C\omega$. De même, le déphasage est positif ou négatif. On a (fig. 9 et 10):

$$tg\,\varphi = -\frac{\omega^2 L C\left(L\omega - \dfrac{1}{C\omega}\right) + R^2}{R}.$$

Dans le cas de la résonance, ou $L\omega = 1/C\omega$, on a, si R est faible (circuit bouchon):

$$\varphi = 0$$

$$Z = \frac{L}{RC}$$

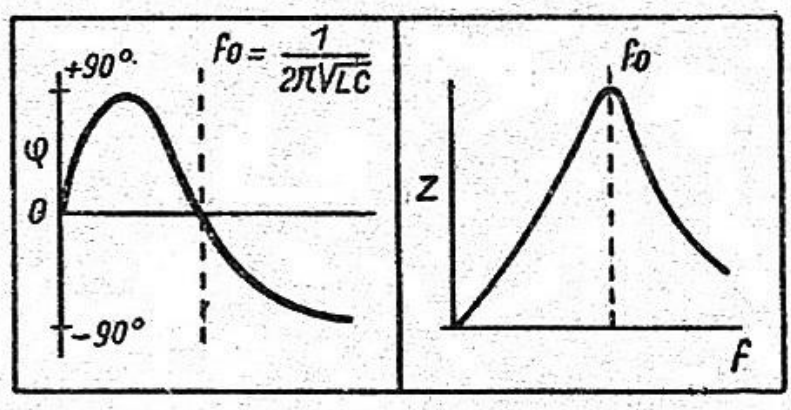


Fig. 9. — Variation de la phase dans le circuit parallèle.

Fig. 10. — Variation de l'impédance du circuit parallèle.

Exemples. — Soit le circuit vu plus haut:

$$L = 338\ \mu H; \qquad C = 338\ pF; \qquad R = 10\ \Omega.$$

a) Les 3 éléments montés en série. A la résonance (472 kHz),

$$Z = 10\ \Omega; \qquad \varphi = 0.$$

Pour un écart de — 20 kHz de la résonance, on aurait:

$$\varphi = -83°\ \text{env.}; \qquad Z = 81\ \Omega$$

A + 20 kHz de la résonance, ou aurait:

$$\varphi = +86°\ \text{env.}; \qquad Z = 135\ \Omega.$$

b) Les 3 éléments montés en circuit bouchon:

$$Z = 100.000\ \Omega.$$

On calculerait les déphasages dans les mêmes conditions que précédemment.

8° Coefficient de surtension.

On désigne sous ce nom le quotient de la réactance (inductive ou capacitive) par la résistance. On a, suivant le cas:

$$Q = \frac{L\omega}{R} \qquad \text{ou} \qquad Q = \frac{1}{RC\omega}.$$

On peut combiner ce coefficient avec l'impédance:

$$Z = \frac{L}{RC} = \frac{Q}{C\omega} = L\omega Q.$$

L'inverse du coefficient de surtension est très utilisé dans de nombreux calculs (en particulier de couplage). C'est le *décrément* du circuit:

$$d = \frac{R}{L\omega}.$$

La courbe de résonance d'un circuit est d'autant plus pointue, que le coefficient de surtension est plus grand. Dans le cas du circuit bouchon que nous avons envisagé tout à l'heure, on aurait ainsi:

$$Q = \frac{L\omega}{R} = 100.$$

Les courbes de la figure 11 sont relatives à un circuit:

$$f = 455 \text{ kHz}; \qquad L = 350\ \mu\text{H}.$$

Le coefficient de surtension étant de 50, 100, 200.

9° **Sélectivité.**

La sélectivité est donnée par la formule:

$$S = \frac{1}{\sqrt{\left(Q \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega}\right)^2 + 1}}$$

ou, en fonction de f:

$$S = \frac{1}{\sqrt{\left(Q \cdot \frac{2\Delta f}{f}\right) + 1}}.$$

En décibels, on a:

$$S\ db = 20 \log. S.$$

C'est le rapport de la tension aux bornes du circuit pour un décalage de $\pm\Delta f$ à la tension à la résonance, sur la fréquence f.

Résumé des formules.

Nous allons résumer ci-dessous les divers éléments que nous avons acquis:

Circuit de caractéristiques L, R, C.

Le circuit est oscillant si:

$$\frac{4L}{C} > R^2.$$

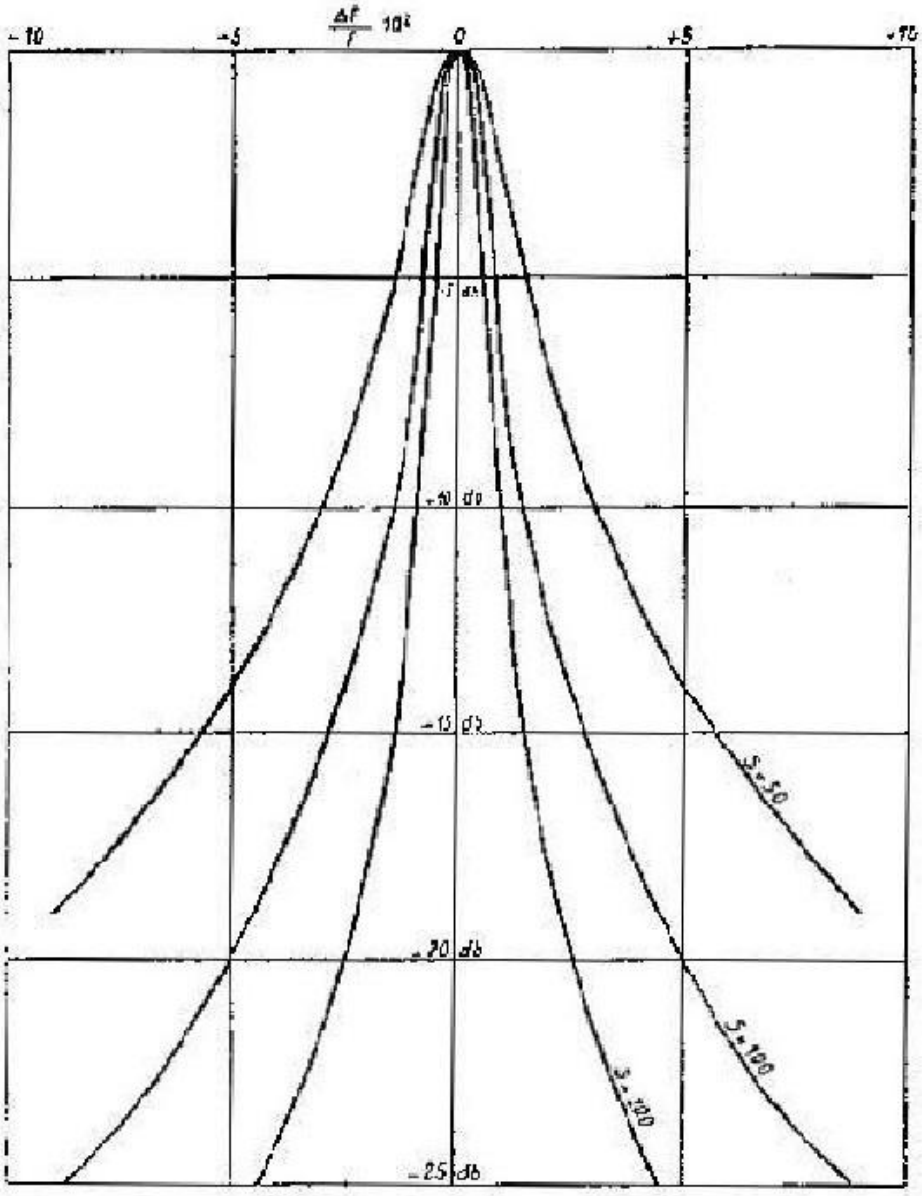


Fig. 11. — Variation de la courbe de sélectivité suivant le coefficient de surtension.

La constante de temps est:

$$\theta = \frac{2\,L}{R}.$$

Le décrément:

$$d = \frac{R}{L\,\omega}.$$

Le coefficient de surtension:

$$Q = \frac{L\,\omega}{R}.$$

La fréquence du circuit est:

$$f = \frac{159.000}{\sqrt{L\,C}}$$

f en kHz
L en µH
C en pF.

La self-induction du circuit est:

$$L = \frac{25 \cdot 3 \cdot 10^9}{f^2\,C}.$$

La longueur d'onde est de:

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^5}{f}.$$

λ en mètres
f en kHz.

Condition de résonance:

a) $$L\,\omega = \frac{1}{C\,\omega}$$

b) $$L\,C\,\omega^2 = 1.$$

Impédance d'un circuit série à la résonance:

$$Z = R.$$

Impédance d'un circuit bouchon à la résonance:

$$Z = \frac{L}{R\,C} = L\,\omega\,Q = \frac{L^2\,\omega^2}{R}.$$

Sélectivité d'un circuit:

a) en tension:

$$S = \frac{1}{\sqrt{\left(Q \cdot \frac{2\,\Delta\,\omega}{\omega}\right)^2 + 1}}$$

b) en décibels:

$$S\,db = 20 \log. S.$$

CHAPITRE II

ETUDE THÉORIQUE DES PRINCIPAUX CIRCUITS

Dans ce chapitre, nous étudierons successivement:

a) Les circuits d'accord;
b) Les transformateurs à fréquence fixe;
c) Les circuits d'oscillation.

a) Les circuits d'accord.

Nous entendons par circuits d'accord aussi bien les circuits d'antennes que les transformateurs H.F., c'est-à-dire le circuit qui se trouve dans l'anode de la lampe de couplage (fig. 12).

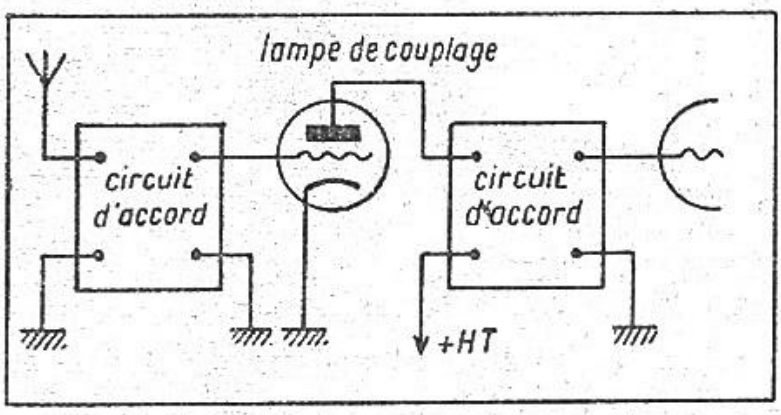


Fig. 12. — Ce qu'il faut entendre par circuit d'accord.

Ces deux circuits sont, en effet, identiques comme fonctions, et leur seule différence consiste dans la charge du primaire qui, pour le premier, est constituée par l'antenne, et, pour le second, par le circuit d'anode de la lampe amplificatrice.

PRINCIPE.

Le signal à recevoir induit dans l'antenne une certaine tension alternative e_a, mais la tension qui apparaît sur la grille de la lampe peut être plusieurs fois supérieure à e_a. Ce phénomène peut se comprendre facilement (fig. 13). Si la résistance de la bobine est petite par rapport à la réactance, le rapport de e_2, tension grille, à e_1, tension d'excitation, est donné par:

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{L\,\omega}{R}$$

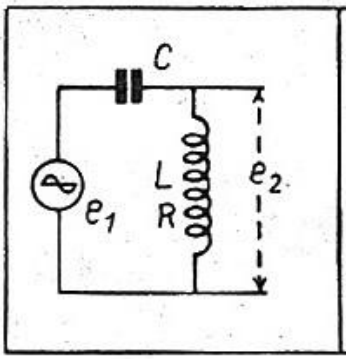


Fig. 13. — Comment se présente l'attaque d'un circuit par l'antenne.

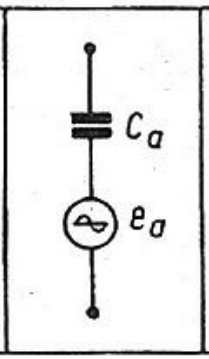


Fig. 14. — Figuration schématique du circuit d'antenne.

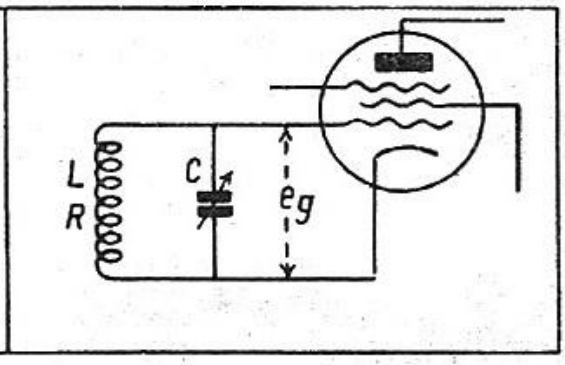


Fig. 15. — Comment se présente le circuit de grille.

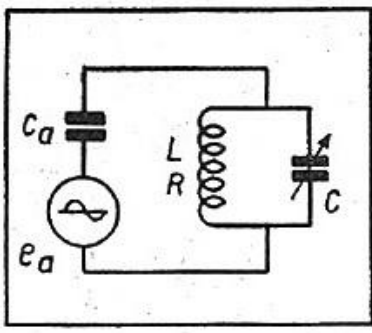


Fig. 16. — Cas du montage en série, couplage par condensateur.

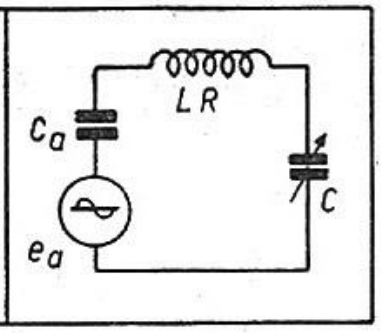


Fig. 17. — Cas du montage en série, couplage par self-induction.

e_1 est nettement différent de e_a, tension induite sur l'antenne, puisque produit par cette dernière.

Ce rapport est donc égal au coefficient de surtension du circuit.

Représentons maintenant l'antenne par un générateur en série avec la capacité d'antenne C_a (fig. 14), car la self-induction en est toujours négligeable. Il s'agit de relier cet ensemble au circuit de la figure 15, de manière qu'il réagisse aussi peu que possible sur le circuit. En principe, on peut attaquer le circuit en série ou en parallèle. Dans ce dernier cas, le montage n'est acceptable que si la capacité de l'antenne est suffisamment petite pour être négligeable devant la capacité d'accord (fig. 16 et 17).

La capacité d'une antenne pouvant être chiffrée à 200 pF environ, il faudra insérer un condensateur ou une self-induc-

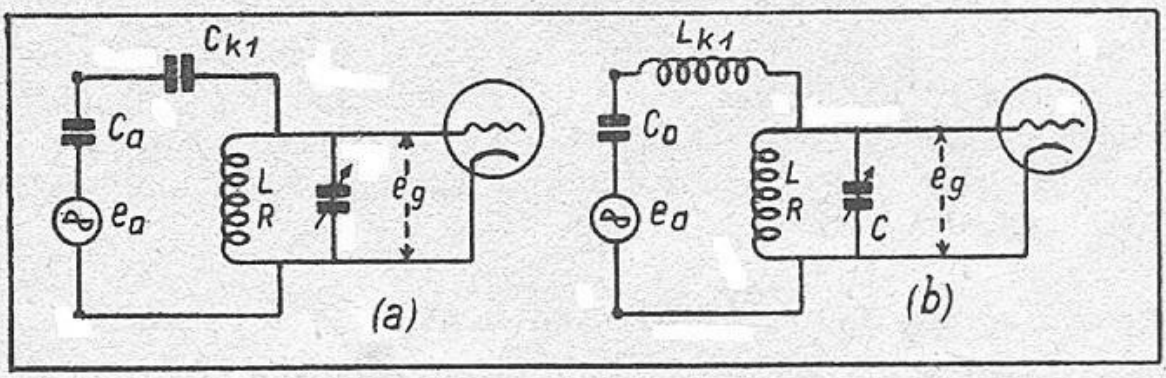


Fig. 18. — Couplage antenne-circuit grille:
b) cas de la self-induction de couplage.
a) cas du condensateur de couplage;

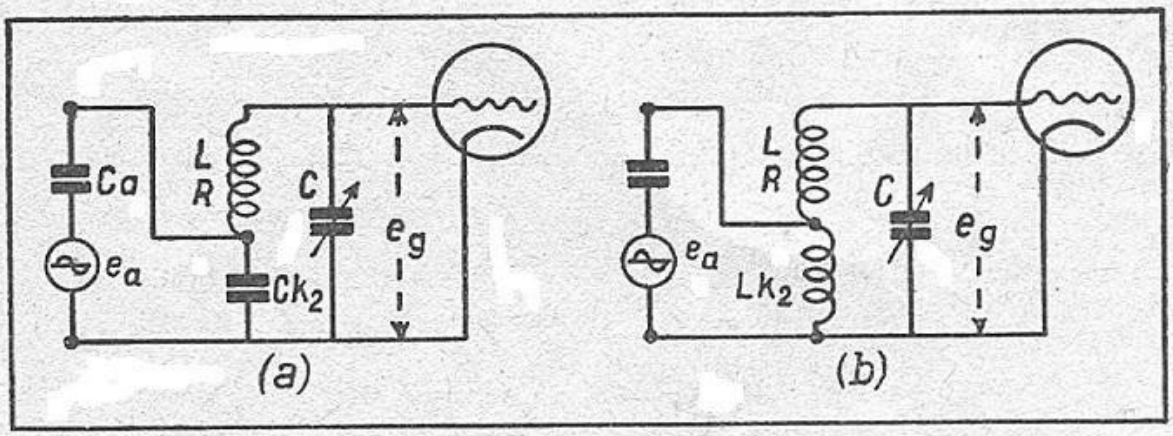


Fig. 19. — Couplage à la base: *a*) couplage Hazeltine;
b) couplage par inductance.

tion, de grande réactance l'un et l'autre (fig. 18). Dans le montage en série, au contraire, il faut que l'impédance de couplage soit petite (fig. 19).

Les montages de la figure 18 sont dits « couplages en tête » et ceux de la figure 19 «couplages à la base ».

1° Couplage a l'extrémité supérieure.

Nous distinguerons deux modes de couplage, suivant que l'impédance est une self-induction ou une capacité.

Couplage capacitif.

Schématiquement ce montage se ramène à la figure 20, l'impédance de couplage étant $\frac{1}{C_{K_1}\,\omega}$. Finalement, le rapport de la tension grille à la tension d'antenne est:

$$A = \frac{C_{K1}}{C + C_{K1}} \cdot \frac{L\,\omega}{R}$$

On peut considérer, pour une gamme donnée, que $L\omega/R$ reste constant, car R augmente lorsque ω augmente, et sensiblement dans les mêmes proportions; l'amplification varie sensiblement avec le rapport $C_{K_1}/(C + C_{K_1})$. Comme la capacité C croît lorsque la fréquence diminue, l'amplification diminuera avec la fréquence.

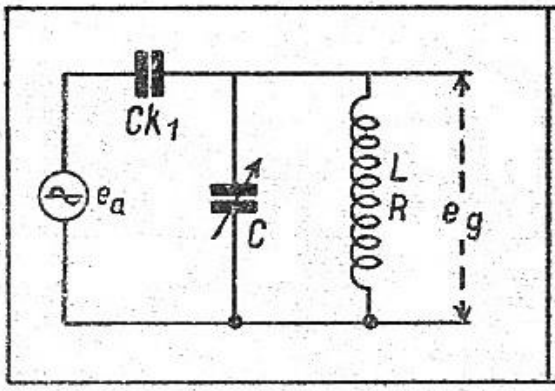


Fig. 20. — Schéma servant au calcul du gain d'antenne, cas du couplage par capacité en tête.

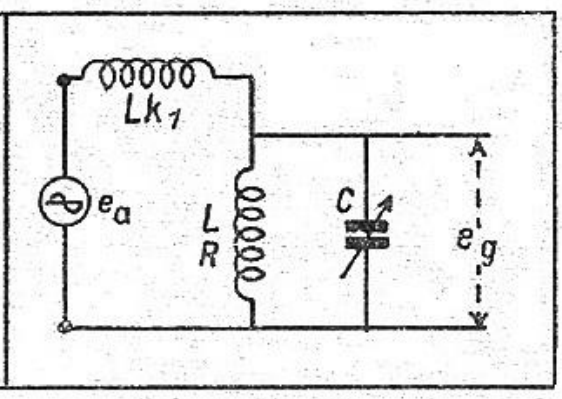


Fig. 21. — Schéma du couplage par self-induction. Calcul du gain.

Supposons que C varie entre 30 et 500 pF, que C_{K_1} soit de 20 pF et que le circuit fasse Q = 100. Du côté des fréquences élevées, le gain d'entrée est de:

$$A = \frac{20}{30 + 20} \cdot 100 = 40$$

du côté des fréquences basses, il est de:

$$A = \frac{20}{500 + 20} \cdot 100 = 3{,}8.$$

Cette variation considérable est souvent un inconvénient.

Couplage inductif.

Nous raisonnons d'une manière identique sur un circuit qui se présente avec une inductance série (fig. 21). Ce cas n'est pas utilisé en pratique; toutefois, nous donnerons la formule du gain:

$$A = \frac{L}{L_K} \cdot \frac{L\omega}{R} \cdot \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_K^2},$$

Dans laquelle L_K est la self-induction de couplage, ω la pulsation du circuit grille, ω_K la pulsation propre du circuit d'antenne.

2° Couplage a la base.

Ici encore nous pouvons distinguer les cas de couplage capacitif et de couplage inductif:

Couplage capacitif.

Dans ce cas (fig. 22), C_K est grand devant C, l'amplification obtenue est:

$$A = \frac{C_K}{C_K + C_a} \cdot \frac{L\omega}{R}.$$

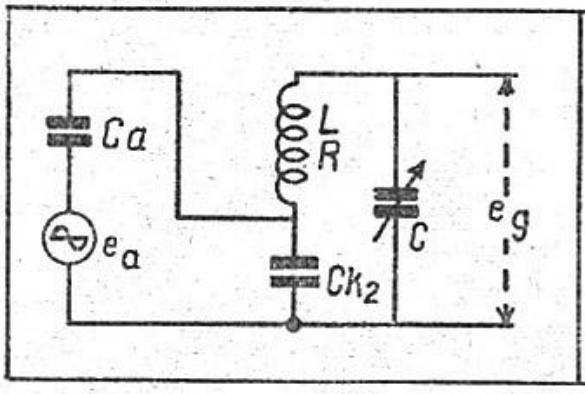


Fig. 22. — Calcul du gain d'antenne, cas du couplage Hazeltine.

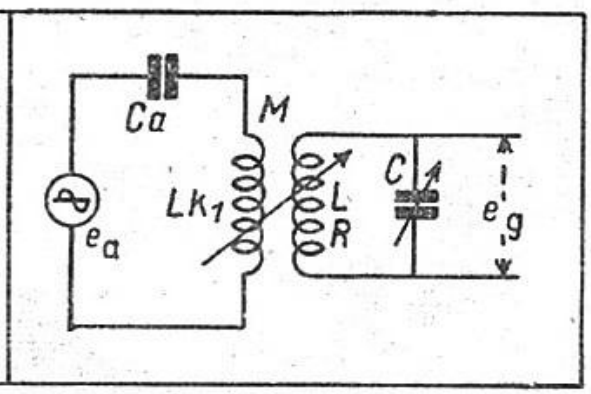


Fig. 23. — Calcul du gain d'antenne, dans le cas du couplage inductif.

Elle est indépendante de la capacité d'accord du circuit; par suite, *pour une antenne donnée*, le gain est constant si $L\omega/R$ est constant.

Par exemple:

$$C_a = 200 \text{ pF}, \qquad C_K = 5.000 \text{ pF}, \qquad Q = 100.$$

$$A = \frac{200}{200 + 5000} \cdot 100 = 3{,}8.$$

L'inconvénient de ce dispositif au point de vue monoréglage réside dans le fait que C_K est en série avec C, condensateur d'accord. Il faudra, si l'on veut aligner d'autres circuits, utiliser un condensateur identique en série.

Couplage inductif.

Nous devons supposer que L_K est petit par rapport à L. Si ω_K est la pulsation du circuit de couplage, on a:

$$A = \frac{1}{\omega_K^2 L C} \cdot \frac{L\omega}{R}.$$

Ce dispositif est inutilisé en pratique.

3° Couplage par inductance mutuelle (fig. 23).

Dans ce cas, nous devons envisager ce qui se passe lorsque M est petit, mais aussi lorsque ω_K, pulsation du primaire, est plus grande ou plus petite que ω. Cela correspond pratiquement au cas où le primaire a peu de fil par rapport au secondaire, et au cas où il en a beaucoup ($L_p >$ ou $<$ L) (L_p étant la self-induction du primaire, et L celle du secondaire).

Cas ou $L_p << L$. — On a dans ce cas:

$$A = \frac{M}{L} \cdot \frac{L\omega}{R} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_K^2 - \omega^2}.$$

Prenons un exemple:

$$f = 1500 \text{ kHz}; \quad f_K = 3 \text{ MHz};$$

$$M = 1\,\mu H; \quad L_p = 20\,\mu H; \quad \frac{L\omega}{R} = 100;$$

$$\omega = 2\pi \cdot 1500000; \quad \omega_K = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^6.$$

On a:

$$A = 1{,}7 \text{ environ.}$$

Si la fréquence change, on a pour:

$$\omega = 2\pi \cdot 550.000 \ (f = 550 \text{ kHz}),$$

$$A = 0{,}17 \text{ environ.}$$

Le gain varie fortement avec la fréquence.

Cas ou $L_p >> L$. — On a alors:

$$A = \frac{M}{L_K} \cdot \frac{L\omega}{R} \cdot \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_K^2}.$$

Prenons un exemple:

$$M = 10\,\mu H; \quad L_K = 2000\mu H; \quad \frac{L\omega}{R} = 100;$$

$$\omega = 2\pi \cdot 1{,}5 \cdot 10^6; \quad \omega_K = 2\pi \cdot 0{,}4 \cdot 10^6.$$

$$A = 0{,}55 \text{ environ.}$$

Si $\omega = 2\pi \cdot 0{,}55 \cdot 10^6$, on a:

$$A = 1{,}08 \text{ environ.}$$

Ici encore, l'amplification varie avec la fréquence, mais beaucoup moins que précédemment, et en sens inverse.

Limites d'utilisation.

Dans chacun des deux cas précédents, nous voyons que si $\omega_K = \omega$, le terme

$$\frac{\omega^2}{\omega_K^2 - \omega^2} \quad \text{ou} \quad \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_K^2}$$

devient infini et l'amplification également (tout au moins théoriquement). Dans ces conditions, il importe, quelle que soit la capacité de l'antenne utilisée, que la résonance du circuit primaire tombe en dehors de la gamme de réception.

CONCLUSION PRATIQUE TOUCHANT LE GAIN DU CIRCUIT D'ENTREE

En résumé, on a:

Couplage capacitif en tête:

C_K petit.

$$A_c = \frac{C_K}{C_K + C} \cdot \frac{L\omega}{R}$$

Couplage capacitif à la base (ou Hazeltine).

C_K grand.

$$A = \frac{C_a}{C_a + C_K} \cdot \frac{L\omega}{R}$$

Couplage inductif à haute impédance

$$A_m = \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_K^2} \cdot \frac{M}{L_K} \cdot \frac{L\omega}{R}$$

favorise les fréquences basses.

Couplage inductif à basse impédance

$$A = \frac{\omega^2}{\omega_K^2 - \omega^2} \cdot \frac{M}{L_K} \cdot \frac{L\omega}{R}$$

favorise les fréquences élevées.

COUPLAGE MIXTE

La combinaison du couplage capacitif en tête, et du couplage inductif à haute impédance, donne sensiblement:

$$A_r = \frac{1 + A_m A_c}{A_m + A_c}$$

Nous avons représenté (fig. 24) la courbe de coefficient de surtension d'une bobine P.O., à air, en fil divisé 10 brins, de

180 μH, et l'utilisation de cette bobine comme circuit grille dans deux cas (fig. 25) : *couplage Hazeltine* et *couplage mixte* (inductif à haute impédance primaire et capacitif en tête).

Les données sont :

$L = 180\,\mu H$; $C_a = 100$ pF; $C_{K_1} = 15$ pF; $C_{K_2} = 4000$ pF;
$L_K = 1600\,\mu H$; $f_K = 400$ kHz; $M = 40\,\mu H$.

L = 100 spires, 10 brins 6/100, épaisseur 4 mm., sur tube 14 mm.

L_K = 300 spires, 12/100 émaillé soie, épaisseur 5 mm, sur tube 14 mm.

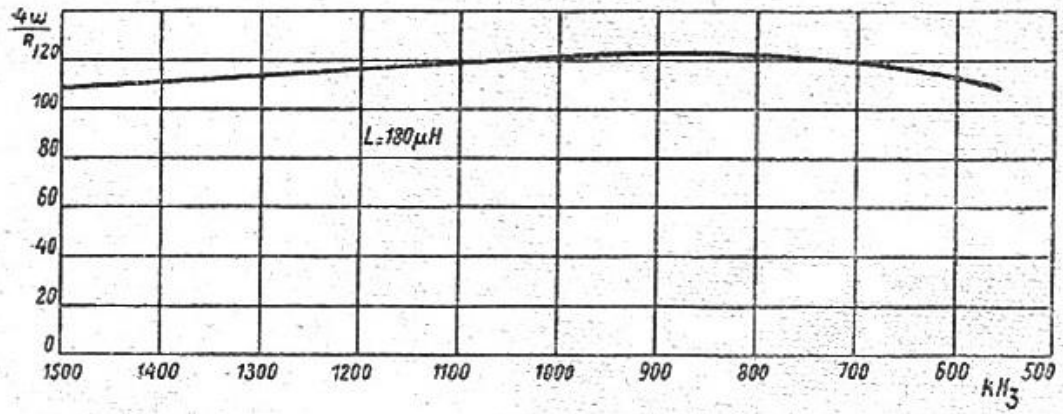


Fig. 24. — Coefficient de surtension d'un circuit P.O. à air.

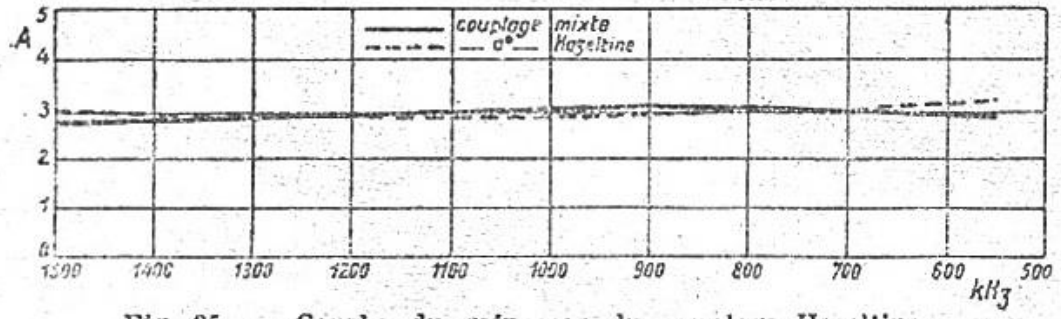


Fig. 25. — Courbe du gain, cas du couplage Hazeltine et du couplage mixte.

b) Les transformateurs à fréquence fixe.

Nous désignons sous cette dénomination la combinaison de deux circuits accordés et couplés. Nous n'envisagerons pas ici l'association de ceux-ci à des éléments quelconques, qui réagissent sur eux, mais bien des transformateurs à l'état pur, isolés de tout.

Nous traiterons, plus particulièrement, le cas des circuits couplés par mutuelle, mais les autres systèmes s'y ramènent facilement. En effet, soient L_1 et L_2 la valeur de self-induction de chaque bobinage, C_1 et C_2 les capacités d'accord, R_1 et R_2 les résistances, et M le coefficient de mutuelle induction. On a (fig. 26) :

$$K^2 = \frac{M^2}{L_1 L_2}$$

K étant le *coefficient de couplage.*

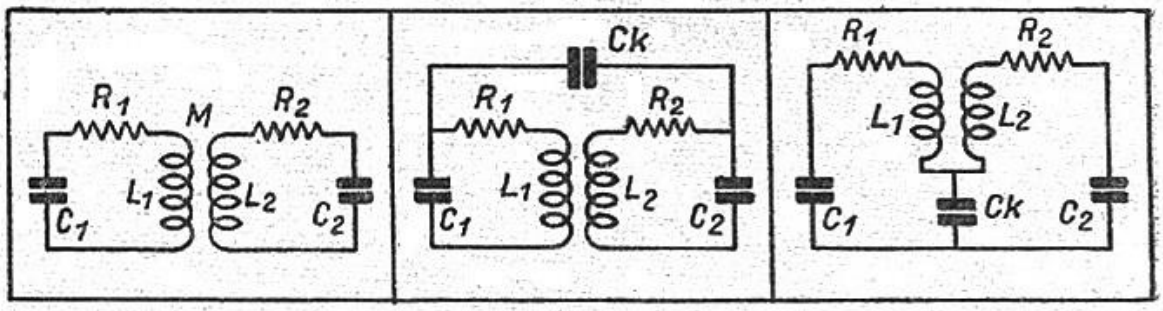


Fig. 26. — Circuit à fréquence fixe: couplage par mutuelle.

Fig. 27. — Circuit à fréquence fixe: couplage par tension.

Fig. 28. — Circuit à fréquence fixe: couplage par intensité.

Dans le cas du couplage par capacité en tête, si C_K est la capacité de couplage, on a (fig. 27) :

$$K^2 = \frac{C_K^2}{C_1 C_2}$$

Dans le cas du couplage par capacité à la base, en appelant C_K la capacité de couplage, on a (fig. 28) :

$$K^2 = \frac{C_1 C_2}{C_K^2}$$

Dans chaque cas, on définit un *indice de couplage:*

$$n^2 = \frac{K^2}{d_1 d_2}$$

Où K est le coefficient de couplage, d_1 et d_2 les décréments des deux circuits.

Dans le cas, le plus fréquent en pratique, où le couplage est purement magnétique, on a encore:

$$n^2 = \frac{M^2 \omega^2}{R_1 R_2}$$

Nous devons définir l'amplification d'un tel ensemble. Pour cela, si

$$Z_1 = \frac{L_1}{R_1 C_1}, \qquad Z_2 = \frac{L_2}{R_2 C_2},$$

l'impédance du transformateur sera:

$$Z_D = K_T \cdot \sqrt{Z_1 Z_2}.$$

K_T est le *coefficient de transmission.* Sa valeur est donnée en fonction de n par:

$$K_T = \frac{n}{1 + n^2}.$$

Si nous traçons la courbe représentant la valeur de K_T en fonction de n (fig. 29), on voit que K_T passe par un maximum

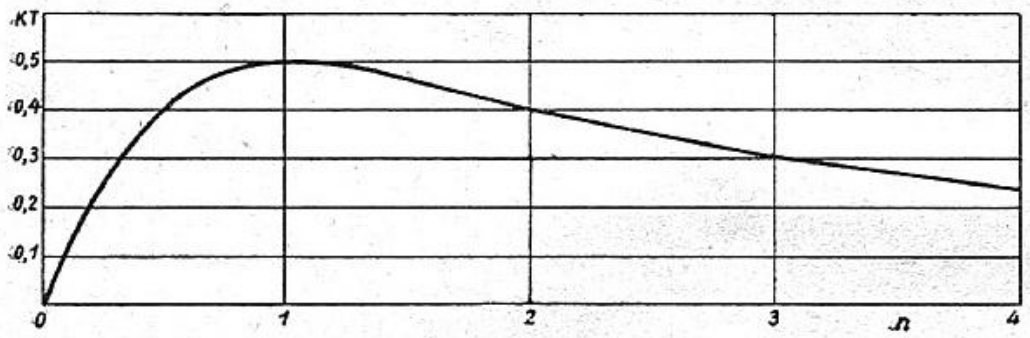


Fig. 29. — Courbe du coefficient de transmission en fonction de l'indice de couplage.

pour $n = 1$. Ce couplage est dit *couplage critique.* Si n est plus petit que 1, le couplage est dit *lâche*; et si n est plus grand que 1, il est dit *serré.*

On démontre que si les circuits sont amortis, l'indice de couplage diminue, et que l'impédance Z_D diminue dans les mêmes proportions. Et nous rappelons que la présence d'une résistance parallèle d'amortissement R_p équivaut à l'introduction d'une résistance série R_s telle que:

$$R_s = \frac{L^2 \omega^2}{R_p}.$$

SELECTIVITE ET ALLURE DE LA COURBE

En considérant que le couplage unité ($n = 1$) correspond au maximum de tension, en relevant la courbe des circuits couplés, on démontre que:

a) Si le couplage est lâche, la tension obtenue à l'accord exact est égale à 2 K_T fois la tension de référence.

b) Si le couplage est serré, on obtient une courbe en « dos de chameau ». Le creux correspondant à l'accord est aussi égal à 2 Kт fois la tension de référence. Les deux bosses, d'ordonnée égale à 1 que l'on obtient, sont distantes de la valeur

$$2\Delta f = \frac{f \cdot \sqrt{n^2 - 1}}{Q}$$

Dans le cas de circuits quelconques, on a l'expression de la sélectivité, en posant:

$$x = \frac{2\Delta f}{f_{2n}} \cdot Q$$

$$S = \frac{}{\sqrt{(x_1 + x_2)^2 + (n^2 + 1 - x_1 x_2)^2}}$$

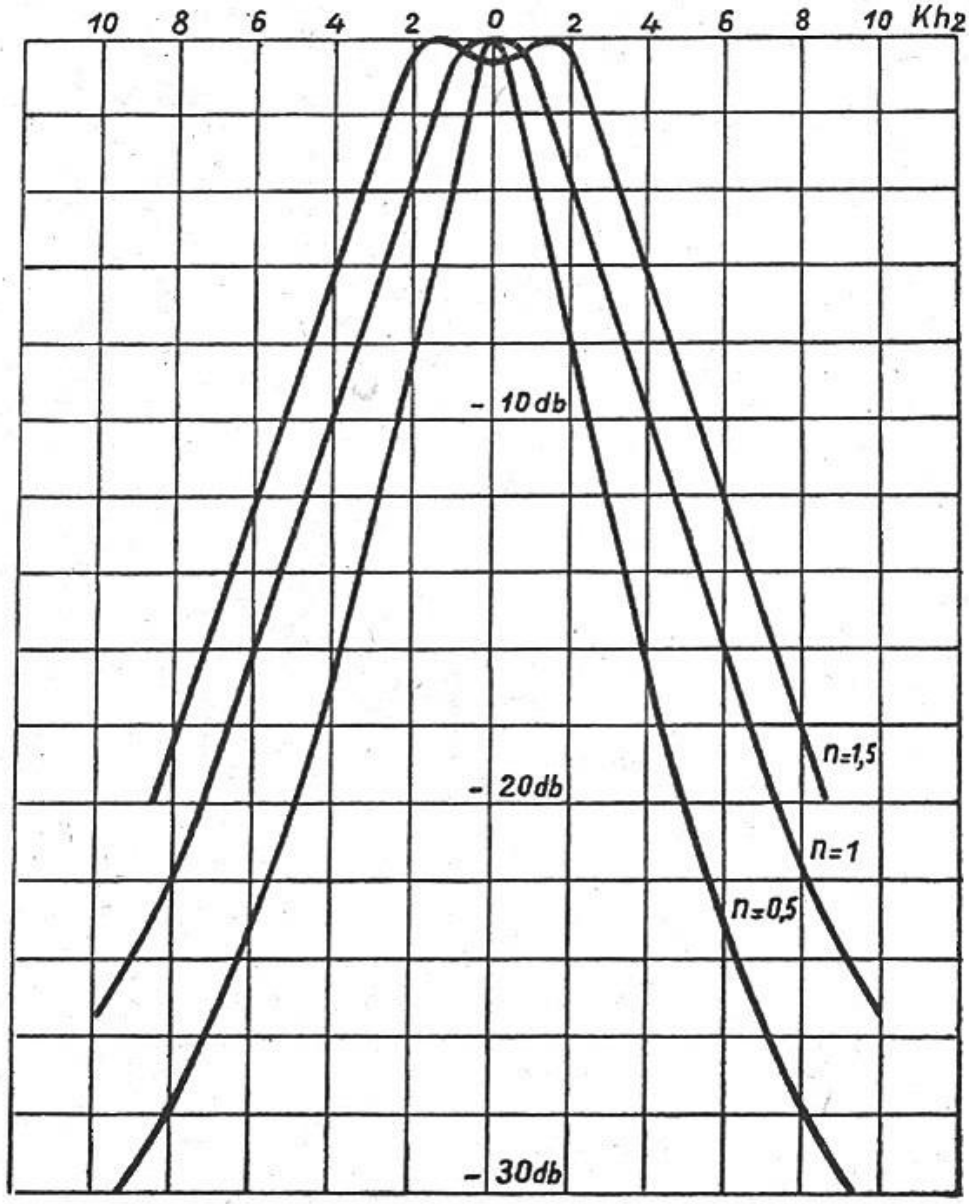


Fig. 30. — Courbe de sélectivité de deux circuits identiques: 600 μH, 185 pF et Q = 150, si $n = 0{,}5$, 1 et 1,5.

Si les deux circuits sont identiques, ce qui est le cas le plus général: $L_1 = L_2$; $C_1 = C_2$; $R_1 = R_2$; $x_1 = x_2$, et:

$$S = \frac{2n}{\sqrt{(n^2+1)^2 - 2(n^2-1)x^2 + x^4}}$$

Enfin, dans le cas ou $n = 1$

$$S = \frac{2}{\sqrt{4 + x^4}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{x^4}{4}}}$$

A titre l'application, nous allons considérer le cas de deux circuits couplés par mutuelle induction, identiques et de caractéristiques:

$L_1 = L_2 = 600$ µH. $\qquad Z_1 = Z_2 = 265.000$ Ω.
$C_1 = C_2 = 185$ pF.
$Q_1 = Q_2 = 150$. $\qquad f = 472$ kHz.

Nous prendrons les cas:

$n = 0,5$
$n = 1$
$n = 1,5$

Les courbes de sélectivité sont données par la figure 30.
L'impédance des circuits à la résonance est de:

$n = 0,5$

$$K_T = \frac{0,5}{1,25} = 0,4$$
$$Z_D = 106000\ \Omega$$

$n = 1$

$$K_T = 0,5$$
$$Z_D = 132500\ \Omega$$

$n = 1,5$

$$K_T = \frac{1,5}{3,25} = 0,46$$
$$Z_D = 122000\ \Omega.$$

CONCLUSION PRATIQUE TOUCHANT LES TRANSFORMATEURS

1° *Coefficient de couplage.*

a) Couplage magnétique: $K^2 = \frac{M^2}{L_1 L_2}$;

b) Couplage capacitif en tête: $K^2 = \dfrac{C_K^2}{C_1 C_2}$;

c) Couplage capacitif à la base: $K^2 = \dfrac{C_1 C_2}{C_K^2}$.

2° *Indice de couplage.*

$$n^2 = \frac{K^2}{d_1 d_2}$$

d_1 et d_2 étant les décréments de chaque circuit.

3° *Coefficient de transmission.*

$$K_T = \frac{n}{1 + n^2}$$

4° *Impédance dynamique du transformateur.*

$$Z_D = K_T \cdot \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Z_1 et Z_2 étant les impédances de chaque circuit.

5° *Sélectivité dans le cas où* $n = 1$.

(On peut considérer que cette valeur est suffisante en pratique.)

$$S = \frac{2}{\sqrt{(x_1 + x_2)^2 + (2 - x_1 x_2)^2}}$$

avec

$$x_1 = 2 \frac{\Delta f}{f} Q_1$$

$$x_2 = 2 \frac{\Delta f}{f} Q_2$$

Si les circuits sont identiques, $Q_1 = Q_2$ et $x_1 = x_2$.

$$S = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{x^4}{4}}}$$

c) **Les oscillateurs.**

Considérons le circuit fondamental de la figure 31, dans lequel les éléments figurés en traits gras constituent un circuit oscillant monté entre plaque et cathode d'une triode dont la résistance interne est ρ. La figure 32 indique la réalisation pratique d'un tel montage.

Par suite du couplage entre L et L_1, des variations de courant à travers L vont provoquer une f. e. m. appliquée à la grille. Si R est petit, tout courant traversant le circuit d'anode va créer dans LC une f. e. m. décalée de 90° ou $\pi/2$ sur le

courant. Toutefois, comme LC est théoriquement non réactif, le courant et la tension y seront en phase (condition de résonance), mais le courant à travers L induira dans L_1 une f. e. m. décalée de 90°.

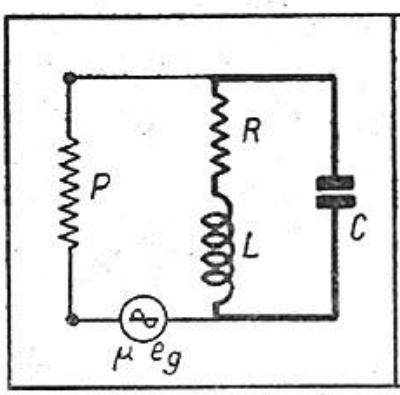


Fig. 31. — Comment se présente un circuit d'oscillateur (pas un circuit oscillant).

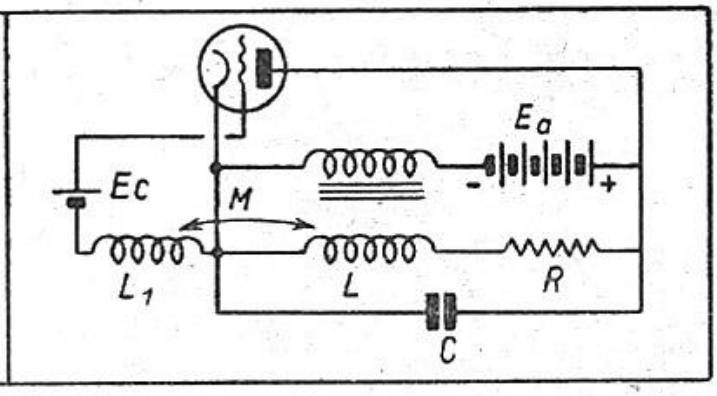


Fig. 32. — Schéma d'un montage oscillateur servant au calcul de l'oscillateur.

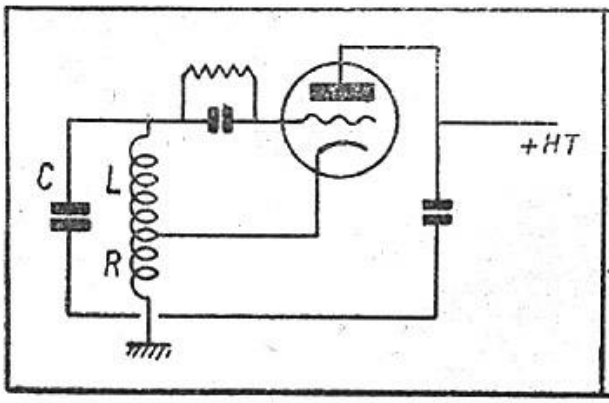


Fig. 33. — Oscillatrice E.C.O. triode.

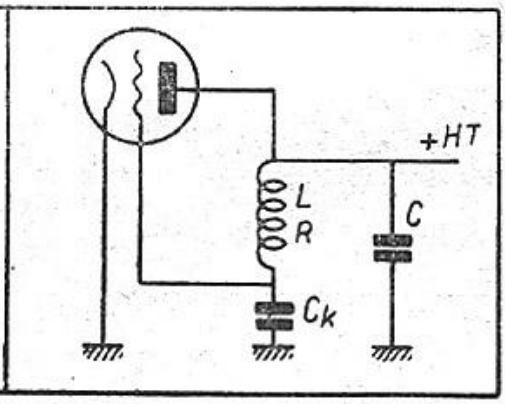


Fig. 34. — Oscillateur dit Colpitts. Le déphasage est assuré par le condensateur de couplage Cк.

Si nous supposons un fonctionnement sans courant grille, on a, si i est le courant dans L, e_g la f. e. m. induite dans L_1:

$$e_g = M \frac{dt}{di} \tag{1}$$

Si μ est le coefficient d'amplification du tube, on a dans l'anode une tension:

$$\mu \cdot e_g = \mu \cdot M \cdot \frac{di}{dt} \tag{2}$$

En appliquant la loi de Kirchoff en alternatif au circuit de la figure 30, et en résolvant, on a:

$$\rho = \frac{\mu M}{RC} - \frac{L}{RC} \tag{3}$$

Si nous appelons s_m la pente de la lampe, nous savons que:

$$s_m = \mu/\rho.$$

Et l'équation (3) donne comme condition d'oscillation:

$$s_m = \frac{\mu}{\rho} \geqslant \frac{C R}{M - \frac{L}{\mu}}$$

FRÉQUENCE DES OSCILLATIONS.

La fréquence des oscillations dépend principalement de L et de C, mais aussi de R et de ρ. Dans un circuit bien fait, où R est petit, la formule de Thomson reste valable. Toutefois, la formule exacte comporte un facteur de correction, multipliant $\sqrt{LC}$, et égal à

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R}{\rho}}}$$

Ces formules restent sensiblement valables dans le cas où il existe un léger courant grille. Soit R la résistance en série dans la grille (ou entre grille et cathode); I_g le courant grille. La polarisation négative de grille est de:

$$-E_g = I_g \cdot R$$

On peut très souvent, et sans grand risque d'erreur, dire que la tension efficace alternative de grille est aussi égale à $|E_g|$.

CAS DE L'OSCILLATEUR E.C.O.

Ce cas se ramène à celui vu plus haut, en remarquant que le bobinage d'entretien est dans le circuit de cathode au lieu d'être dans le circuit d'anode (fig. 33). C'est un cas particulier du Hartley. Un autre cas est celui dit du Colpitts, le déphasage étant obtenu par la capacité (fig. 34).

CAS DE L'ACCORD DES CIRCUITS GRILLE ET PLAQUE.

Supposons que nous ayons affaire au montage de la figure 35 qui est, en particulier, le cas d'une lampe M.F., avec circuit accordé dans la grille et circuit accordé dans l'anode. On démontre que la lampe entre en oscillation si

$$C < K Q C_g$$

où

C = condensateur du C.O. de grille,
K = coefficient d'amplification du tube,
Q = coefficient de surtension du C.O. grille,
C_g = capacité de couplage grille-anode.

Par exemple:

$$K = 1000 \text{ (penthode 6K7)}$$
$$Q = 150$$
$$C_g = 10^{-3} \text{ pF.}$$

On a:

$$C < 1000 \cdot 150 \cdot 10^{-3} = 150 \text{ pF.}$$

Si la capacité sur la grille est plus petite que 150 pF, la lampe entrera en oscillation (1). Comme la capacité grille est de l'ordre de 10 pF, cela signifie que, dans ce cas, la capacité d'accord du C.O. grille ne doit pas descendre en dessous de 140 pF. Le calcul de la fréquence n'est d'ailleurs pas facile à effectuer: elle est différente de celle des circuits (effet Miller).

APPLICATION.

A titre d'exemple, nous allons calculer la condition d'entretien pour un oscillateur destiné à couvrir la gamme de 1 à 2 MHz, la capacité de départ étant de 62 pF, la self-induction de plaque de 100 μH, la capacité maximum de 250 pF. Si nous

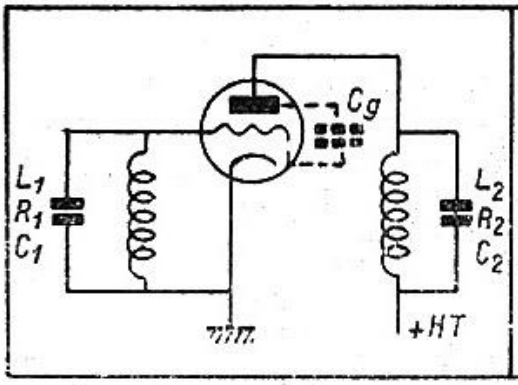


Fig. 35. — Oscillateur dit T.P.T.G. (c'est le cas d'une lampe amplificatrice).

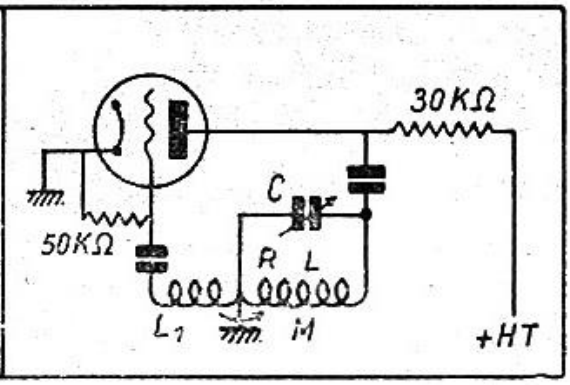


Fig. 36. — Oscillatrice normale, voir le détail du calcul.

supposons que le coefficient de surtension du bobinage accordé est de 100, en utilisant le montage de la figure 36, on a, en tenant compte de la résistance d'alimentation d'anode de 30 KΩ qui vient en parallèle sur le circuit oscillant:

à 2 MHz $L = 100$ μH $C = 62$ pF $R = 42$ Ω $(Q = 30)$
à 1 MHz $L = 100$ μH $C = 250$ pF $R = 20$ Ω $(Q = 32)$

La lampe est une 6C5; à 150 V de tension d'anode, on a

$$\mu = 20 \qquad \rho = 15.000\ \Omega \qquad S_m = 1{,}3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V.}$$

(1) Ce montage est souvent utilisé en émission, comme auto-oscillateur piloté, sous le nom de T.P. T.G. (*Tuned Plate-Tuned Grid*).

De la formule:

$$s_m \geqslant \frac{CR}{M - \frac{L}{\mu}}$$

nous tirons:

$$M \geqslant \frac{CR}{s_m} + \frac{L}{\mu}$$

La condition d'entretien, à 2 MHz est:

$$M \geqslant \frac{62 \cdot 10^{-12} \cdot 42}{1{,}3 \cdot 10^{-3}} + \frac{100 \cdot 10^{-6}}{20}$$

$$M \geqslant 7\ \mu H$$

La condition d'entretien à 1 MHz est donnée par:

$$M \geqslant \frac{250 \cdot 10^{-12} \cdot 20}{1{,}3 \cdot 10^{-3}} + \frac{100 \cdot 10^{-6}}{20}$$

$$M \geqslant 8{,}9\ \mu H$$

La fréquence produite diffère de la fréquence théorique de 1/1.000 environ. Nous verrons, dans le chapitre suivant, les

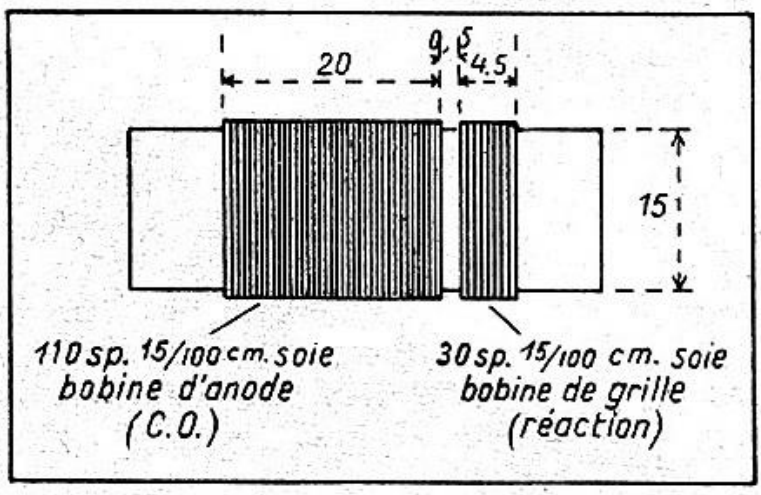


Fig. 37. — Comment se présente physiquement l'oscillatrice.

formules de calcul de M et de L; nous pouvons, toutefois, donner les résultats dès maintenant:

Bobine d'anode. L = 100 μH.

110 sp., fil 15/100, émail soie. Tube de 1,5 de diamètre; enroulement de 2 cm. de longueur.

Bobine de grille. $L_1 = 18\ \mu H$.

30 sp., même fil. Tube de 1,5 cm ; enroulement de 0,45 cm. de longueur à 0,5 mm. du premier.

$M = 10,5\ \mu H$

La bobine réalisée a l'allure de la figure 37.

On calculerait de même une oscillatrice E.C.O., ou à grille accordée, ou suivant tout autre système.

CONCLUSION POUR CETTE PARTIE.

La méthode de calcul que nous avons donnée est suffisamment précise pour l'établissement d'un projet. On se rappellera que l'onde émise est d'autant plus exempte d'harmoniques que le coefficient de surtension du circuit accordé est plus grand, et que la lampe est plus près de la limite d'entretien.

Nous ne résumerons pas cette partie en formulaire, comme nous l'avons fait des autres, car les calculs indiqués ne sont guère praticables que par un technicien entraîné au maniement des lampes et des circuits.

Conclusion de ce chapitre.

Quoique le sujet traité dans ce chapitre soit particulièrement aride, nous espérons que le lecteur a pu tenir jusqu'au bout. Nous avons conscience d'avoir condensé en quelques pages les bases du calcul des éléments d'un poste récepteur, et nous espérons que le technicien appréciera l'avantage de pouvoir s'y reporter sans tâtonnements ou longues recherches.

Ce chapitre permet une prédétermination presque complète d'un châssis, puisque s'y trouvent réunis, à l'exception des lampes, tout ce qui a trait aux circuits M.F., aux circuits d'accord et aux circuits d'hétérodyne. La question monoréglage sera traitée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

LE MONORÉGLAGE ACCORD-OSCILLATRICE

Position du problème. Solutions.

Le problème du monoréglage consiste à maintenir une différence de fréquence constante entre le circuit oscillateur et le circuit de grille du premier détecteur dans les superhétérodynes. Cette différence de fréquence constitue la M.F.

Ainsi, lorsque le circuit d'accord est réglé sur 1500 kHz et le circuit d'oscillation sur 1972, la différence de fréquence est de 472 kHz. Elle le sera encore pour 1000 et 1472, et également pour 550 et 1022.

Trois méthodes principales peuvent être employées:

1° *Méthode du décalage.*

On utilise des condensateurs à variation linéaire de fréquence, et l'on décale le rotor du condensateur d'oscillation pour donner la différence de fréquence. L'inconvénient principal de cette méthode réside dans le fait de la diminution de gamme couverte; de plus, sa réalisation mécanique est délicate et coûteuse.

2° *Méthode du profil spécial.*

Le condensateur d'hétérodyne comporte des plaques de profil spécial. Cette solution est simple au point de vue circuits, mais le problème des gammes multiples la complique considérablement. De plus, le condensateur est plus cher, et plus difficile à réaliser, lorsque les cages sont différentes.

3° *Méthode des condensateurs de correction.*

C'est la seule en usage actuellement; elle prévoit l'usage de condensateurs identiques, la capacité du circuit d'oscillation étant corrigée au moyen de condensateurs en série et en parallèle (Fig. 38).

D'après l'exemple cité plus haut, on voit qu'avec un rapport de fréquence d'accord de 1500 à 550 kHz (7,5 en capacité), le rapport de fréquence d'oscillatrice ressort à 1972/1022, si la M.F. est sur 472 kHz. Dans ce cas, le rapport de capacité n'est que de 3,7, ce qui facilite grandement la solution du problème.

Calcul du monoréglage.

Nous allons indiquer la méthode de calcul des divers éléments du circuit oscillant d'hétérodyne. De toutes façons, les valeurs ainsi trouvées auront besoin d'une petite retouche. Il faudra *toujours* recourir à l'essai sur maquette pour la détermination rigoureuse du prototype. La méthode indiquée permet la détermination de la self-induction à moins de 10 % près, ce qui, pour ces circuits, constitue une excellente approximation.

Il faut, d'abord, déterminer les fréquences de recoupement (1) : celles-ci sont, en général, imposées par le standard, mais nous indiquerons plus loin une manière approchée de les obtenir.

Cela effectué, on détermine la valeur de la *capacité variable utile* qui est utilisée pour chaque fréquence de coïncidence. On obtient ainsi les capacités suivantes:

$$\begin{aligned} \text{Fmax} &: C_1 \\ \text{Fmoy} &: C_2 \\ \text{Fmin} &: C_3 \end{aligned}$$

On détermine alors la valeur de fréquence d'hétérodyne correspondante (en ajoutant la valeur de la M.F.) ; on obtient ainsi les trois fréquences

$$F_1 \quad F_2 \quad F_3$$

Soit t le condensateur d'appoint du condensateur variable, en comprenant *toutes* les capacités parasites dans cette valeur (résiduelle du C.V., contacteur, lampe, etc...). Ainsi

$$\begin{aligned} \text{à la fréquence } F_1 \text{ correspond } & C_1 + t = \gamma_1 \\ F_2 \quad — \quad & C_2 + t = \gamma_2 \\ F_3 \quad — \quad & C_3 + t = \gamma_3 \end{aligned}$$

Posons encore:

p = condensateur padder
L = self-induction du C.O.

A une fréquence quelconque F, on a (formule de Thomson)

$$L\,C = \frac{25{,}3 \cdot 10^9}{F^2}$$

(1) Comme il est pratiquement impossible de réaliser le monoréglage parfait pour *toutes* les fréquences de chaque gamme, on se contente de le réaliser pour trois fréquences, dites « de recoupement » ou « de coïncidence », choisies en haut, au milieu et en bas de chaque gamme. La fréquence du haut de la gamme (fréquence la plus élevée) porte aussi le nom

Nous écrivons cette relation pour F_1, F_2, F_3, en remarquant que, du fait de la mise en série du condensateur p et de l'ensemble γ, on a:

(1) $$L \cdot \frac{\gamma_1 p}{\gamma_1 + p} = \frac{25{,}3 \cdot 10^9}{F_1^2} = M$$

(2) $$L \cdot \frac{\gamma_2 p}{\gamma_2 + p} = \frac{25{,}3 \cdot 10^9}{F_2^2} = N$$

(3) $$L \cdot \frac{\gamma_3 p}{\gamma_3 + p} = \frac{25{,}3 \cdot 10^9}{F_3^2} = Q$$

De la première équation, on tire:

$$L = \frac{M(\gamma_1 + p)}{\gamma_1 p}$$

Par le processus habituel de substitution, on obtient:

$$p = \frac{\gamma_1 \gamma_2 (N - M)}{M\gamma_2 - N\gamma_1}$$

Finalement, en remplaçant les γ par leur valeur en fonction de C et de t, on obtient la valeur de t:

$$t = \frac{MQC_2(C_3 - C_1) - MNC_3(C_2 - C_1) - QNC_1(C_3 - C_2)}{MN(C_2 - C_1) + QN(C_3 - C_2) - MQ(C_3 - C_1)}$$

Cette expression paraît assez compliquée; elle se calcule cependant facilement en remarquant qu'il y a des facteurs communs au numérateur et au dénominateur.

En partant de cette valeur de t, on calcule γ_1 et γ_2 d'où la valeur de p; puis, avec γ_1 et p, on obtient finalement L.

Nous allons, à titre d'exemple, calculer une oscillatrice G.O.

Les données du circuit d'accord sont les suivantes pour les trois points de coïncidence, avec pour capacité minimum d'accord 147 pF (résiduelle + trimmer + capacités parasites):

F accord:	270	217,5	165	kHz
C total:	183	281	490	pF
C du variable:	$C_1 = 36$	$C_2 = 134$	$C_3 = 343$	pF

---

de « point trimmer », car c'est le condensateur d'appoint en dérivation (trimmer) qui sert à y produire la coïncidence parfaite.

La fréquence du bas de la gamme s'appelle « point padder », car c'est le condensateur d'appoint en série (padder) qui y permet d'assurer le monoréglage.

Pour le circuit d'hétérodyne:

F: 742 689,5 637 kHz

D'où l'on tire:

$$M = 46 \cdot 10^3 \qquad N = 53{,}2 \cdot 10^3 \qquad Q = 62{,}4 \cdot 10^3$$

$$C_3 - C_1 = 307 \qquad MQ = 2865 \cdot 10^6$$

$$C_2 - C_1 = 98 \qquad NQ = 3320 \cdot 10^6$$

$$C_3 - C_2 = 209 \qquad MN = 2450 \cdot 10^6$$

$$MQ\,(C_3 - C_1) = 880000 \cdot 10^6$$

$$MN\,(C_2 - C_1) = 240000 \cdot 10^6$$

$$NQ\,(C_3 - C_2) = 695000 \cdot 10^6$$

En portant dans t, on a:

$$t = \frac{10500}{55} = 191 \text{ pF}$$

On a maintenant:

$$\gamma_1 = 227 \text{ pF}$$

$$\gamma_2 = 325 \text{ pF}$$

$$p = \frac{53000}{286} = 186 \text{ pF}$$

Enfin, on obtient:

$$L = 450\ \mu H$$

En refaisant le calcul pour les points standard:

160 kHz 205 kHz 264 kHz,

on trouve (en effectuant rapidement le calcul à la règle, ce qui demande une vingtaine de minutes):

$$L = 415\ \mu H$$

$$p = 190 \text{ pF}$$

$$t = 185 \text{ pF}$$

La valeur de self-induction trouvée est trop forte de 10 µH par rapport à la valeur théorique qui est, pour ces points, 405 µH. L'écart provient du fait que nous n'avons pas pris les mêmes points de coïncidence.

On calculerait d'une manière identique les valeurs correspondant aux gammes P.O. et O.C.

Ajustage de l'oscillatrice.

L'oscillatrice étant calculée, on passe à son exécution. On la monte alors sur le châssis d'essai. On règle la coïncidence aux points choisis en haut et en bas de la gamme, par le jeu du trimmer et du padder. Le réglage se faisant:

A la fréquence la plus élevée par le trimmer.

A la fréquence la plus basse par le padder.

Cela fait, on se reporte à la fréquence médiane (point milieu de recoupement).

Si le réglage est bon, c'est-à-dire si l'on ne gagne rien, ni en serrant ni en desserrant le trimmer d'oscillatrice (courbe 3, figure 39), il n'y a rien à retoucher.

Si, pour aligner exactement en ce point, il faut serrer le trimmer d'hétérodyne, il faut ajouter des spires (oscillatrice trop faible: courbe 2).

Si l'on est obligé de dévisser le trimmer (ou de diminuer le padder) il faut retirer des spires (l'oscillatrice est trop forte: courbe 1).

L'entretien est réglé au mieux, afin d'obtenir le courant de grille oscillatrice indiqué par le constructeur de la lampe. On doit obtenir une courbe de courant grille variant relativement peu avec la fréquence.

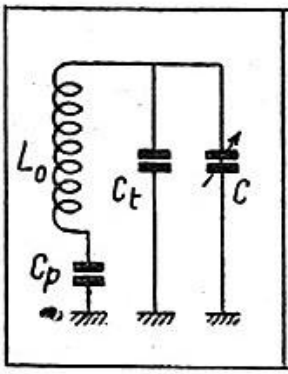


Fig. 38. — Comment se présente le circuit accordé d'une oscillatrice de poste récepteur. Cp est le padder, Ct le trimmer, C la capacité variable utile Lo la bobine oscillatrice.

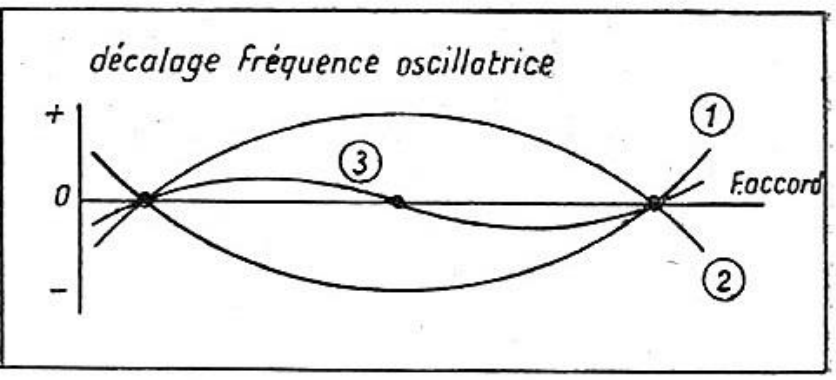


Fig. 39. — Courbes de monoréglage:
(1) oscillatrice trop forte.
(2) oscillatrice trop faible.
(3) oscillatrice normale.

Points de réglage et de recoupement.

Si l'on ne connaît pas les valeurs des fréquences de ces points, on peut, en se basant sur le circuit d'accord, obtenir les valeurs convenables en prenant:

Point trimmer : $Fmax - 10\ \% = F_1$

Point padder : $Fmin + 10\ \% = F_3$

Point milieu : $\dfrac{F_1 + F_3}{2} = F$

Par exemple:

Gamme G.O.: 150 à 300 kHz.

$$F_1 = 300 - 30 = 270 \text{ kHz}$$
$$F_3 = 150 + 15 = 165 \text{ kHz}$$
$$F_2 = \frac{270 + 165}{2} = 217{,}5 \text{ kHz}$$

Gamme P.O.: 540 à 1500 kHz.

$$F_1 = 1500 - 150 = 1350 \text{ kHz}$$
$$F_3 = 540 + 54 = 594 \text{ kHz}$$
$$F_2 = \frac{1350 + 594}{2} = 972 \text{ kHz}$$

En O.C., on prend presque toujours les points extrêmes, sans intermédiaire; on a, par suite:

$$F_1 = 16 - 1{,}6 = 14{,}4 \text{ MHz}$$
$$F_3 = 6 + 0{,}6 = 6{,}6 \text{ MHz}$$

Mentionnons, d'autre part, qu'il est courant, en O.C., de se servir du battement à fréquence inférieure (2e battement) du changement de fréquence. Dans ces conditions, le circuit d'oscillation est à fréquence plus basse que le circuit de réception. Ce procédé permet, le plus souvent, de supprimer le padder, sans cependant nuire considérablement au monoréglage, dont le décalage reste inférieur à 1 %.

Dans ce cas, le calcul de l'oscillatrice est fort simplifié, ainsi que nous le verrons ultérieurement.

CHAPITRE IV

ELÉMENTS INFLUANT SUR LES BOBINAGES

Position du problème.

Nous nous proposons, dans ce chapitre, d'étudier comment varient les divers coefficients déjà définis lorsqu'on fait varier des paramètres extérieurs. Nous envisagerons:

a) Influence du blindage;
b) Influence du noyau;
c) Influence du fil.

Dans la première partie nous envisagerons comment se comporte un bobinage enfermé dans un boitier, et l'influence de celui-ci sur le coefficient de surtension et sur la self-induction. Dans la deuxième partie, nous verrons comment varient également self-induction et coefficient de surtension suivant la nature du noyau (bakélite, air, fer pulvérulent aggloméré).

Enfin, dans la troisième partie, nous verrons la répercussion du conducteur employé, fil plein, fil divisé isolé, capacité répartie, etc.

a) INFLUENCE DU BLINDAGE.

Le blindage d'un bobinage est le siège de courants induits qui circulent dans sa masse. Le champ produit par ces courants annule celui produit par le bobinage, et le blindage protège contre toute induction. Cela n'est, d'ailleurs, vrai que si la conductibilité du blindage est bonne (argent, cuivre, or, aluminimum). Par suite, on utilisera ou le cuivre ou l'aluminium. De plus, l'épaisseur devrait en être de l'ordre de 1 mm.; pratiquement, elle est plus faible pour des raisons d'économie.

L'effet le plus marqué, lorsqu'on a affaire à de petites bobines à champ concentré, ou à des bobines à noyau de fer, est la diminution du coefficient de self-induction due à l'effet de spire en court-circuit que produit le blindage (fig. 40). Nous pouvons remarquer que l'effet des spires en court-circuit est très utilisé, dans la technique de l'émission, pour le réglage des bobines. A condition que la spire soit peu résistante,

l'amortissement produit sera insignifiant, et la diminution de self-induction importante.

Les courbes de la figure 41 permettent de déterminer la diminution de sel-induction k, en % en fonction de:

a rayon du bobinage;

b longueur du bobinage;

A rayon du blindage.

Le blindage, circulaire, est supposé déborder le bobinage

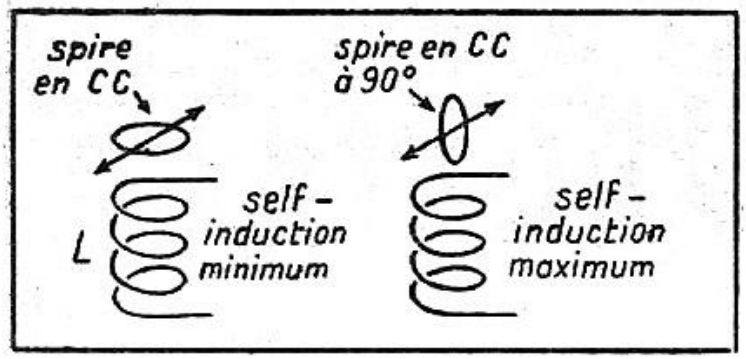


Fig. 40. — Effet des spires en court-circuit; réglage d'un bobinage.

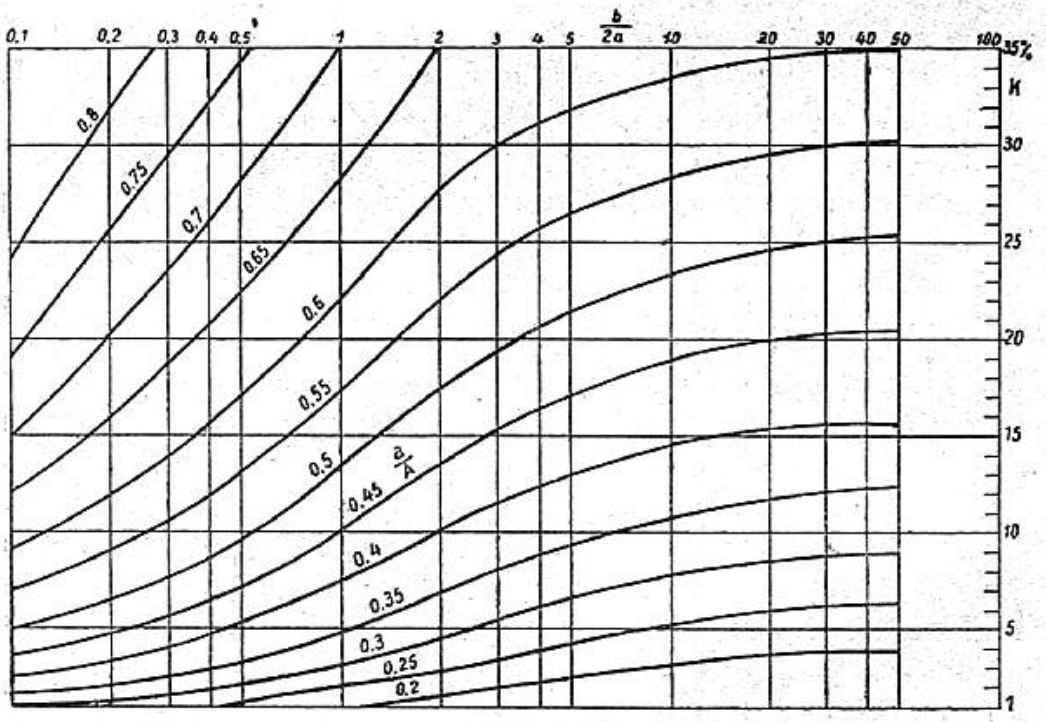


Fig. 41. — Courbes donnant l'effet du blindage sur le coefficient de self-induction.

de a dans tous les sens. De plus, si le blindage est carré, il faut prendre pour A, les 6/10 du côté.

Par exemple, prenons un bobinage de 20 mm. de diamètre

et de 20 mm. de longueur, un blindage circulaire de 40 mm. de diamètre. On a:

$$a = 1$$
$$b = 2$$
$$A = 2$$

$$\frac{b}{2a} = 1 \qquad \frac{a}{A} = 0{,}5$$

D'après les courbes (fig. 41),

$$k = 13{,}5\ \%$$

Dans ces conditions, la self-induction ayant diminué de k %, le coefficient de surtension se trouvera ainsi diminué dans la même proportion.

Il faudra tenir compte de ces deux diminutions lors de l'établissement d'un projet, ou lors de la construction d'un bobinage, afin d'éviter des surprises désagréables.

b) Influence du noyau.

Nous désignons, sous la dénomination générale de « noyau », la matière sur laquelle est réalisé le bobinage. Nous distinguerons deux cas, suivant que le noyau est isolant et non magnétique ou suivant son état magnétique.

§ 1. Noyau non magnétique.

Quitte à être taxé d'hérésie, mais en nous plaçant à un point de vue strictement pratique, on constate que le coefficient de surtension varie très peu suivant la matière sur laquelle est réalisé le bobinage. On peut donc utiliser:

— Le bois paraffiné (cuit dans la paraffine);
— Le carton bakélisé;
— La bakélite moulée;
— le trolitul (rexol);
— L'aménite;
— La stéatite.

On constate que, même sur des fréquences élevées, avec des bobines de l'ordre de 1 µH, sur 15 MHz, un bobinage sur bois donne

$$Q = 210$$

sur carton bakélisé
sur bakélite moulée } $Q = 212$

sur trolitul-aménite
sur stéatite 5 à 220

sans rien (sur air) $Q = 225$ à 230.

Il en résulte que le seul facteur à prendre en considération est la stabilité du support et son aptitude à résister aux agents extérieurs: humidité, chaleur. La nature même des constituants permet de classer par ordre de mérite décroissant les matières envisagées:

1° Stéatite.
2° Bakélite moulée polymérisée.
3° Matières synthétiques: rexol, trolitul ou aménite.
4° Carton bakélisé et bois paraffiné.

La stéatite se prête admirablement bien à la réalisation de bobinages O.C. et moins bien à celle des bobinages P.O.-G.O. ou M.F. Elle est utilisée surtout sous forme de mandrins à rainures assurant un maximum d'aération. De plus, elle n'est pas

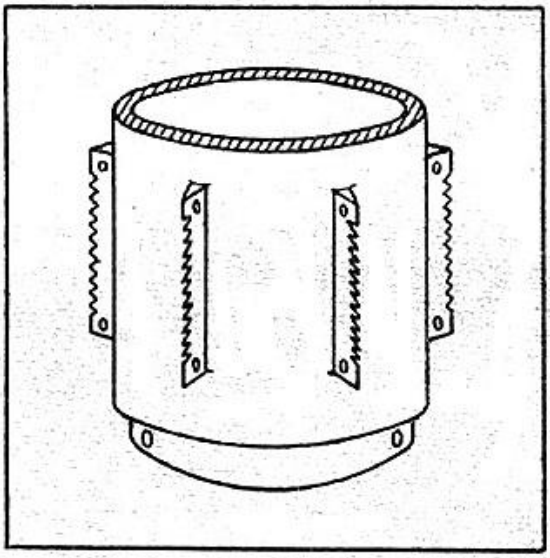


Fig. 42. — Forme présentée par un mandrin stéatite pour O.C.

très fragile et résiste aux coups de fer à souder malencontreux (fig. 42).

Le tube en bakélite moulée résiste parfaitement à la chaleur et à l'humidité. C'est, à notre avis, le meilleur matériau pour réaliser toutes les sortes de bobinages. Il est nécessaire que le composant soit polymérisé; dans ce cas, il doit être complètement *inodore*.

Les matières de la troisième catégorie résistent bien à l'humidité et mal à la chaleur, leur point de ramolissement étant compris entre 60 et 80°.

Enfin, les corps de la quatrième catégorie sont sensibles à l'humidité qui gonfle et distend le carton, et qui peut agir sur le bois. Leur travail (tournage, etc...), est assez délicat, les matières moulées étant nettement supérieures pour cet usage.

Nous citerons pour mémoire certaines matières peu courantes, mais excellentes: quartz, pyrex, stabonite, micalex.

Celles-ci, en général très chères, sont toutes de qualité exceptionnelle ; elles sont surtout utilisées en émission à grosse puissance, ou sur O.C. où l'on ne peut admettre que des matières à pertes aussi faibles que possible, sous peine de voir les isolants *prendre feu* par suite de l'échauffement dû à l'hystéresis diélectrique.

§2. Noyaux magnétiques.

Les noyaux magnétiques utilisés sont de différentes sortes, le prototype en étant la matière *Ferrocart*. Celle-ci est constituée par des feuilles de papier minces, enduites de colle, saupoudrées de poudre de fer très fine, puis assemblées et découpées à la demande. On obtient ainsi des « tôles » de ferrocart analogues aux tôles à transformateurs (Ferrocart B).

Une autre matière ne comporte aucun support; elle est constituée par une poudre de fer agglomérée par un liant inerte, en général une bakélite ou un polystyrène; les grains doivent être autant que possible sphériques, sans arêtes vives, de dimensions de l'ordre du 1/1.000 de mm., le liant doit les isoler entre eux.

La pâte une fois préparée est pressée à chaud dans des moules, les noyaux sortis sont en même temps polymérisés, ce qui assure par la suite leur constance, leur dureté et leur neutralité à l'égard des agents chimiques.

Perméabilité théorique.

Celle-ci est mesurée toujours sur un noyau en forme de tore. La perméabilité effective dépend des formes géométriques et du type de bobinage. Voici, pour quelques matières (Sirufer, Ferrocart, Ferrolyte), les chiffres obtenus:

Sirufer I	$\mu = 18.$
Sirufer II	$\mu = 7.$
Ferrocart C	$\mu = 13.$
Ferrocart B	$\mu = 12{,}4.$

Perméabilité effective.

Voici, pour quelques types de noyaux, les valeurs de la perméabilité effective:

Noyau en H Sirufer	$\mu' = 4$
Noyau droit, percé	$\mu' = 2{,}25$ à $1{,}5$
Noyau droit (O.C.)	$\mu' = 1{,}15$
Pot fermé	$\mu' = 4$ à $4{,}5$
Pot fermé, coupé	$\mu' = 3{,}7$ à 4

Variation de la perméabilité en fonction du champ magnétisant.

Il s'agit ici de la variation de perméabilité que l'on obtient en faisant parcourir le bobinage par un courant continu qui tend à aimanter le fer. Pour tous les matériaux envisagés, la perméabilité est très peu affectée jusqu'à concurrence de 1 Oerstedt (1 ampère-tour par cm.), c'est-à-dire une intensité qui n'est jamais atteinte, quelle que soit l'application.

Coefficient de température.

La perméabilité diminue lorsque la température augmente. Cette variation est en général comprise entre 2 et $5 \cdot 10^{-5}$ par degré C; elle est pratiquement négligeable.

Résistance mécanique.

A part le ferrocart B, pour lequel la résistance est la même que celle du carton, les autres matériaux ont une résistance mécanique analogue à celle d'une matière moulée courante (environ 300 kg/cm² à la rupture).

Résistance à la chaleur.

Les matières moulées sont infusibles et résistent jusqu'à des températures dépassant 150°.

***

D'une façon générale, on peut dire que ces matériaux contiennent environ 95 % de fer, que leur densité ressort à 4,8 environ (contre 7,0) et que la conductibilité est au moins de l'ordre de 100 mhos par centimètre cube, contre 10^5 pour le fer. Nous rappelons, enfin, que si μ est la perméabilité, L la self-induction de la bobine sans noyau, la self-induction sur noyau sera

$$L' = \mu L$$

Si $\mu = 4$, $L' = 4L$. C'est dire que, pour obtenir une self-induction donnée, il faudra deux fois moins de fil avec un tel noyau que sans.

Limites d'emploi.

Ces noyaux sont très utilisés dans l'établissement de filtres B.F., mais cela ne nous regarde pas. En H.F., on les utilise, en principe, entre 150 et 1.500 kHz. Au-dessus de 2 MHz, ils deviennent pratiquement inutilisables, et on est obligé, si l'on veut faire un réglage par noyau plongeur par exemple, d'utiliser une matière à très faible perméabilité. Actuellement d'ailleurs, on ne les rencontre guère (à cause de la course au bas prix) que sur les transformateurs M.F. et, parfois, sur les circuits d'accord P.O.

Les pertes.

La résistance H.F., R qui rentre dans l'expression du coefficient de surtension $L\omega/R$, doit être considérée comme une expression de la forme:

$$R = A + Bf + Cf^2 + Df^3$$

A représente la résistance de l'enroulement en continu.

B*f* correspond aux perets dans le fer par hystérésis et rémanence (ces deux variables ne jouent pratiquement pas dans les noyaux actuels).

Cf^2 comprend les pertes par courants de Foucault dans le noyau et les pertes dans le cuivre.

Df^3 représente les pertes dans le diélectrique de la bobine. Nous avons vu qu'elles sont faibles également.

A titre d'exemple, nous prendrons un cas concret:

$$L = 330\ \mu H; \qquad Q = 155; \qquad f = 472\ kHz;$$
$$R = 6{,}3\ \Omega$$

Nous introduisons dans cette bobine un noyau de perméabilité 2,1. Les nouvelles caractéristiques sont:

$$L = 700\ \mu H; \qquad Q = 320; \qquad f = 472\ kHz;$$
$$R = 6{,}45\ \Omega$$

L'introduction du fer a causé:

1° Une augmentation de self-induction de 2,1, soit de 330 à 700 μH;

2° Une augmentation de résistance de 6,3 à 6,45 Ω, pratiquement négligeable.

On voit dans ces conditions que:

LA PRÉSENCE D'UN NOYAU DE FER DE PERMÉABILITÉ μ AUGMENTE LA SELF-INDUCTION μ FOIS ET, EN PREMIÈRE APPROXIMATION, LE COEFFICIENT DE SURTENSION DANS LE MÊME RAPPORT.

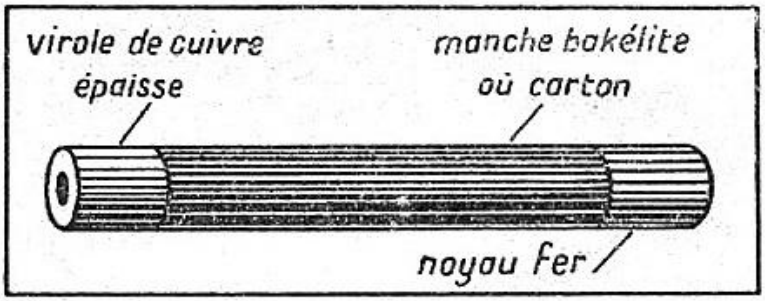


Fig. 43. — Bâton d'alignement (permet de diminuer la self-induction ou de l'augmenter suivant le bout plongé dans la bobine).

Une autre application intéressante et pratique est la « baguette d'alignement ». Celle-ci se compose (fig. 43) d'une baguette de bakélite, terminée à une extrémité par un noyau de fer et à l'autre par une virole de cuivre.

x	Rf/Ro	x	Rf/Ro	x	Rf/Ro	x	Rf/Ro
0	1,0000	3,4	1,456	10,5	3,975	24	8,741
0,5	1,0003	3,8	1,603	11	4,151	26	9,447
0,6	1,0007	4,0	1,678	11,5	4,327	28	10,15
0,7	1,0012	4,2	1,752	12	4,504	30	10,86
0,8	1,0021	4,6	1,899	12,5	4,680	32	11,57
0,9	1,0034	5,0	2,043	13	4,856	34	12,27
1,0	1,005	5,6	2,254	13,5	5,033	36	12,98
1,2	1,011	6,0	2,394	14	5,209	38	13,69
1,4	1,02	6,4	2,533	14,5	5,386	40	14,40
1,6	1,033	7,0	2,743	15	5,562	42	15,10
1,8	1,052	7,6	2,954	16	5,915	44	15,81
2	1,078	8,0	3,094	17	6,268	46	16,52
2,2	1,111	8,4	3,235	18	6,621	48	17,22
2,4	1,152	9,0	3,446	19	6,974	50	17,93
2,6	1,201	9,4	3,587	20	7,328	60	21,47
2,8	1,256	9,6	3.658	21	7,681	70	25,00
3,0	1,318	10.	3,799	22	8,034	80	28,54
						100	35,61

Fig. 44. — Tableau donnant le rapport de la résistance à la fréquence f à la résistance en continu, pour différentes valeurs de x.

En plongeant l'extrémité cuivre dans une bobine, on *diminue* la self-induction de la bobine (effet de spire en court-circuit).

En plongeant l'extrémité fer, on *augmente* la self-induction. Il est facile de voir ainsi si une bobine d'accord (ou une oscillatrice) est trop forte ou trop faible, et cela sans aucun démontage ou tâtonnement.

c) Influence du fil.

Nous avons vu (Chapitre Premier) ce que l'on désignait sous le nom de skin-effect, ou effet de peau. Cet effet n'est pas le seul à jouer dans le cas d'un conducteur, car, en se basant toujours sur la loi de Joule, on peut distinguer:

— Les pertes par courants de Foucault.

— Les pertes diélectriques dans le milieu.

— Les pertes par absorption dans des masses environnantes.

Fréquence	100 kHz	400 kHz	1000 kHz	3000 kHz	6 MHz	10 MHz	20 MHz	60 MHz
Cuivre . .	0,356	0,177	0,112	0,065	0, 0457	0, 0355	0, 0251	0, 0145
Constantan	1,892	0,946	0,598	0,345	0, 244	0,19	0, 134	0, 0775
Carbone. .	16	8,01	5,06	2,92	2, 06	1,6	1, 135	0, 655

Pour 10 % d'écart, ces diamètres sont à multiplier par 1,78
Pour 1 % d'écart, ces diamètres sont à multiplier par 0,55

Fig. 45. — Diamètres en millimètres de différents fils dont la résistance est pratiquement la même en continu ou en alternatif.

— Les pertes par radiation.
— L'effet de peau.

En général, c'est celui-ci qui, de beaucoup dépasse les autres. La table de la figure 44 donne le rapport R*f*/R*o* de la résistance à la fréquence *f* à la résistance en continu, pour différentes valeurs de

$$x = \pi d \sqrt{2 \mu f / \rho}$$

dans laquelle:
f = fréquence.
d = diamètre du fil en cm.
ρ = résistivité en microhms-centimètres (1,73 pour le cuivre).
μ = perméabilité (1 pour le cuivre).

Il est souvent utile de connaître le plus grand diamètre du fil tel que le rapport R*f*/R*o*, de la résistance à la fréquence *f* à la résistance en continu soit de 1,01 pour différentes fréquences. Ces valeurs ne tiennent compte que de l'effet Kelvin; si l'on veut que la résistance en continu soit à 1 ‰ près de celle en alternatif, les diamètres donnés doivent être multipliés par 0,55; si l'on admet 10 % d'écart, le facteur de multiplication doit être de 1,78 (fig. 45).

Moyen de réduire les pertes.

On dispose de différents moyens pour réduire les pertes dans le fil:

Conducteurs cylindriques. — On emploie un tube. Dans ce cas le champ magnétique extérieur est beaucoup plus grand que le champ interne. De plus, tout le conducteur est affecté également par le champ; les pertes en sont réduites d'autant (*cf. ce qui a été dit précédemment au sujet de l'effet Kelvin*).

Fil divisé (*Litzendraht*). — L'effet Kelvin dépend de la finesse du conducteur, le fil divisé est un câble toroné constitué par un grand nombre de fils fins. Un tel fil, dans certains cas, présente une résistance beaucoup plus faible que celle d'un fil plein de même section. Il doit, à cet effet, satisfaire aux conditions que voici:

a) Chaque brin doit être soigneusement isolé de ses voisins;

b) Chaque brin doit occuper *toutes* les positions possibles à l'intérieur du conducteur, de manière que tous les brins soient affectés également par le champ magnétique;

c) Chaque brin doit être continu.

Le fil divisé présente un avantage sur le fil plein jusqu'à la fréquence:

$$f = \frac{0{,}255}{d^2 \beta \sqrt[4]{N}}$$

où

f = fréquence en kHz.
d = diamètre d'un brin en cm.
N = nombre de brins.

$$\beta = \frac{d\sqrt{N}}{\rho}$$

ρ = pas de l'enroulement en cm.

Exemple. — Prenons le cas d'un bobinage:

$\rho = 0{,}01$ cm.
$d = 5 \cdot 10^{-3}$ cm.
N = 30 brins.

On a:

$$\beta = \frac{5 \cdot 10^{-3}\sqrt{30}}{10^{-2}} = 2{,}75$$

et:

$$f = \frac{0{,}255}{25 \cdot 10^{-6} \cdot 2{,}75 \cdot \sqrt[4]{30}} = 1.200 \text{ kHz environ.}$$

Un fil de 20 brins de 0,06 aurait donné, avec le même pas:

$$\beta = 3{,}3$$

$$f = \frac{0{,}255}{36 \cdot 10^{-6} \cdot 3{,}3 \cdot \sqrt[4]{20}} = 800 \text{ kHz.}$$

Le fil plein ayant le même rendement que le premier conducteur à la fréquence considérée, aurait une section de: 0,06 mm², et son diamètre serait de 0,28 mm.

On voit qu'il ne faut pas trop généraliser l'emploi du fil divisé et que son utilisation est à prohiber en ondes courtes. Pour les bobines O.C., le diamètre du fil doit être de l'ordre de 0,5 à 1 mm.

Capacité répartie.

La capacité répartie, aux hautes fréquences (supérieures à 3 MHz), augmente en même temps self-induction et résistance. Elle agit aussi comme capacité de départ limitant la fréquence maximum d'accord, et diminuant la gamme couverte pour une capacité donnée. On peut la diminuer en bobinant à spires espacées et en aérant le bobinage.

CHAPITRE V

LES DIFFÉRENTS TYPES DE BOBINAGE

Nous allons, dans ce chapitre, examiner les types de bobinages, tels qu'ils se présentent pour l'usage courant. Sans trop nous préoccuper de ce qui a été fait, nous indiquerons les meilleures proportions à respecter pour obtenir dans tous les cas le meilleur rendement compatible avec une construction économique. Nous distinguerons deux grandes classes:

— Bobinages à air;
— Bobinages à fer.

Dans ces deux classes, nous considérerons la forme, les diamètres, longueurs, espacement des fils, etc..., toutes causes influant sur la qualité du bobinage.

Bobinages à air.

Les bobinages à air sont réalisés sous un grand nombre de formes différentes. On est parti d'abord du bobinage cylindrique à spires circulaires (fig. 46), puis on a essayé de multiples autres formes que nous allons énumérer:

Bobine en fond de panier. — Cette bobine, en forme de galette plate, est constituée d'abord par une carcasse en carton ou en presspahn, découpée suivant la figure 47 en un nombre *impair* de secteurs. Le fil, partant du point A, passe alternativement dessus et dessous les ailettes. Au bout d'un tour, le fil est revenu à son point de départ, mais de l'autre côté de l'ailette de départ. Le fil ne revient à sa position de départ qu'au bout de deux spires.

Finalement, on obtient un bobinage à aspect de cadre, dont les fils doivent se couper à angle presque droit (fig. 48). Ces bobines sont, quoique encombrantes, faciles à réaliser et à coupler entre elles. Nous verrons dans le prochain chapitre le calcul de ces bobinages ainsi que du couplage.

Comme variantes, il existe la bobine à spirale plate (fig. 49), et la bobine type « Arachné » (fig. 50); nous les mentionnons à

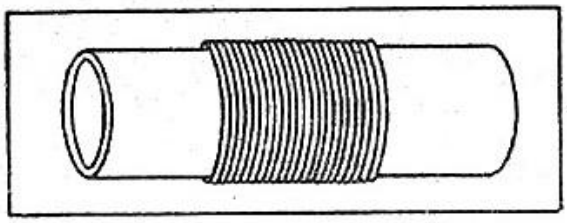


Fig. 46. — Bobine cylindrique à spires circulaires.

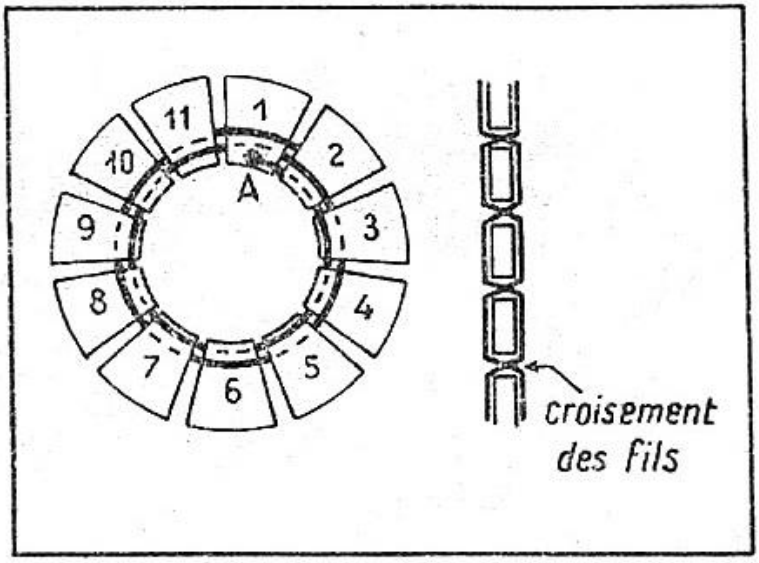


Fig. 48. — Bobinage en fond de panier, vue de dessus, les fils se coupent à angle droit.

Fig. 47. — Bobinage en fond de panier, vue latérale.

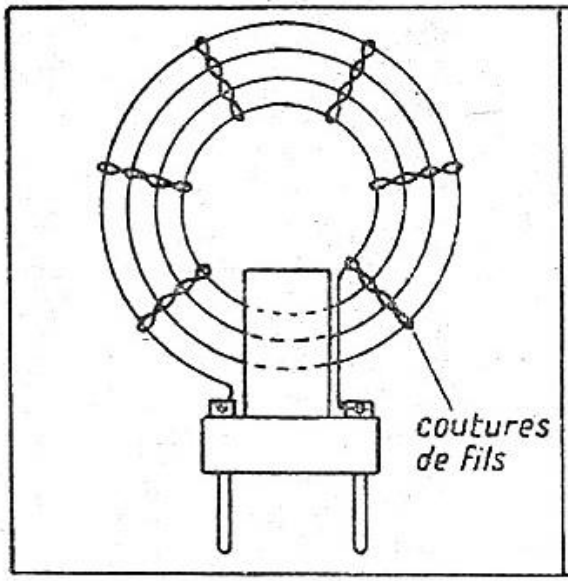


Fig. 49. — Bobinage en spirale plate.

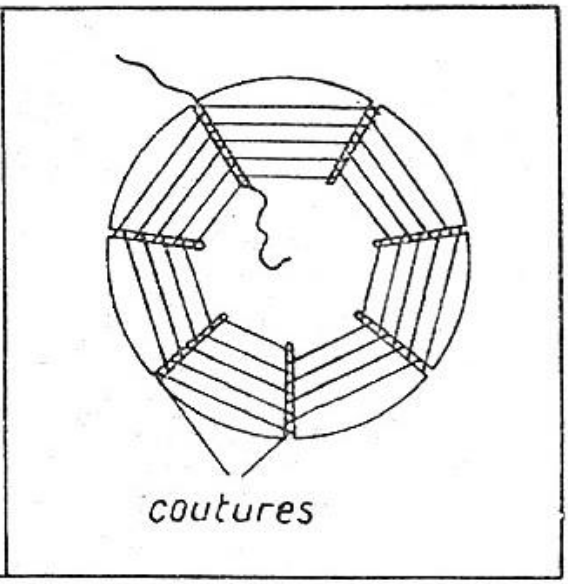


Fig. 50. — Bobinage arachné (fond de panier, sans support.)

titre rétrospectif, car elles sont abandonnées depuis de longues années.

Bobines en gabion. — Ces bobines sont réalisées sur un mandrin de la forme de la figure 51. Il y a un nombre impair de chevilles et le bobinage se réalise comme le bobinage en fond

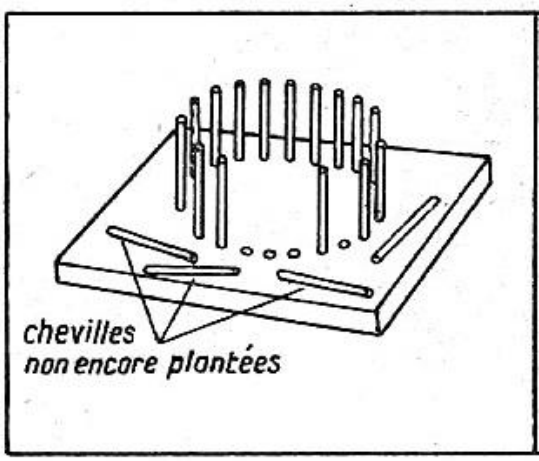


Fig. 51. — Mandrin pour la construction des bobinages en gabion.

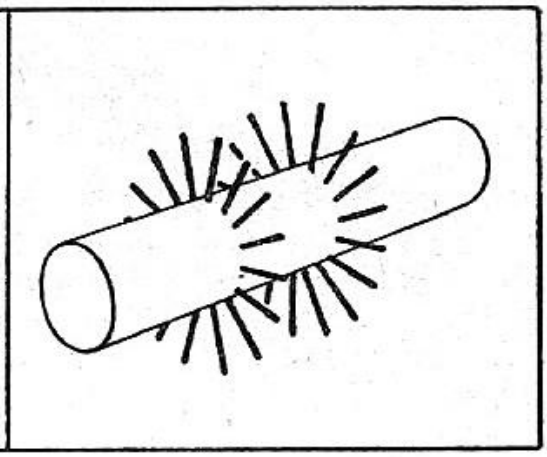


Fig. 52. — Mandrin pour la construction des bobinages en nid d'abeilles (construction à la main).

de panier, mais en hauteur. Les spires sont ensuite cousues, ou collées sur la tranche par un collodion quelconque. On obtient ainsi un bobinage très aéré et d'excellente qualité qui eut un grand succès vers 1929-1930 et suscita aussi des variantes tel le bobinage où l'on saute sur deux chevilles à la fois.

Dans tous ces systèmes de gabions, on retire après bobinage les diverses chevilles afin de libérer la bobine.

Ce type de bobinage s'appelle encore *bobinage en flanc de panier.*

*
**

Les diverses espèces de bobinages que nous venons d'énumérer ne se prêtent pas à une fabrication industrielle en grande série. De plus, pour un coefficient de self-induction donné, leurs dimensions sont assez considérables. Par contre, le bobinage suivant se prête très bien à la fabrication en grande série.

Bobinage en nid d'abeilles. — Initialement, ce bobinage se faisait à la main sur un mandrin (fig. 52) ; maintenant, il se fait à la machine (nous étudierons plus loin le mode de fabrication).

Le fil décrit latéralement un aller et retour pendant la rota-

tion du mandrin. S'il y a un aller et retour par tour, le bobinage est dit « à simple vague ».

S'il y a deux aller et retour par tour, le bobinage est à « double vague ». On réalise également des bobinages à triple vague, et aussi en demi-vague. Dans ce dernier cas, l'aller se fait au premier tour, et le retour au deuxième tour.

D'autre part, on considère le *pas* de l'enroulement. En effet, supposons que pour la simple vague, par exemple, le fil fasse exactement un aller et retour par tour, la 2e spire viendra se superposer à la première, et non se juxtaposer. Il faut donc la décaler. Ainsi, pour obtenir un décalage de 1/35e, le mandrin portant le bobinage devra effectuer 35 tours alors que le nombre de va-et-vient sera de 34. Le pas est dit de 35/34.

Ce type de bobinage, fort compact et peu encombrant, est fort utilisé pour tous les circuits des gammes comprises entre 2.000 kHz et 150 kHz (P.O. — M.F. — G.O.).

Le bobinage qui règne en maître incontesté sur les ondes courtes est le plus ancien de tous:

Bobinage cylindrique à spires circulaires. — C'est le bon vieux solénoïde d'autrefois, mis au goût du jour. Il est de réalisation facile et de rendement certain, mais se prête mal (encombrement) aux bobinages de 100 à 200 µH, sans parler de valeurs plus élevées. Par contre, en O.C., où les bobinages font de 1 à 50 µH, il s'avère excellent.

On le fait souvent à spires espacées. Nous avons vu au chapitre précédent ce qu'il faut penser du fil et du support; nous verrons plus loin pour celui-ci comme pour le nid d'abeilles les conditions de formes.

Nous ne terminerons pas cette partie sans mentionner les bobinages sur carcasse, en vrac, destinés à être placés sur des noyaux en fer. Ils sont réalisés sans précautions spéciales.

Bobinages à fer.

Pratiquement on utilise, comme noyau magnétique:
— Le bâtonnet.
— La poulie ou « le H ».
— Le pot coupé.
— Le pot fermé.

a) *Le bâtonnet* (fig. 53).

Le bobinage est, en général, exécuté directement sur le noyau (bobinage en nid d'abeilles). Cependant, lorsque l'on veut faire un réglage de self-induction par enfoncement du noyau, le bobinage est sur une carcasse séparée.

b) *La poulie ou « le H »* (fig. 54 et 55).

Ici on utilise un mandrin à gorges, en général en trolitul, en deux pièces, que l'on met sur le noyau au moment de l'emploi, et que l'on bobine en vrac.

c) *Le pot coupé* (fig. 57).

Dans ce cas, on réalise, sans mandrin, une petite bobine en nid d'abeilles que l'on place dans le pot coupé, collé ensuite

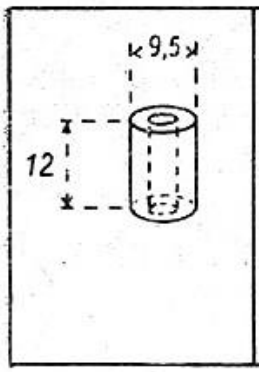


Fig. 53. — Noyau droit de fer.

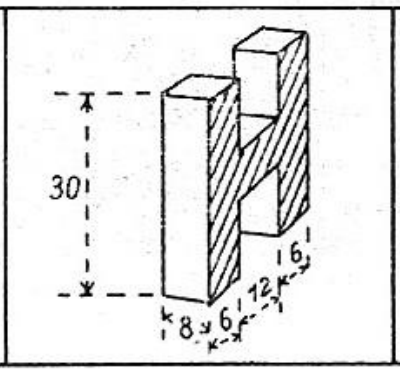


Fig. 54. — Noyau en H (sirufer).

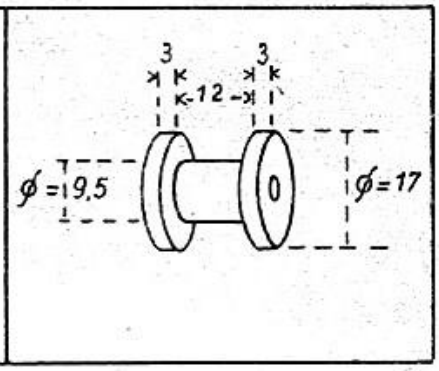


Fig. 55. — Poulie en sirufer ou ferrocart.

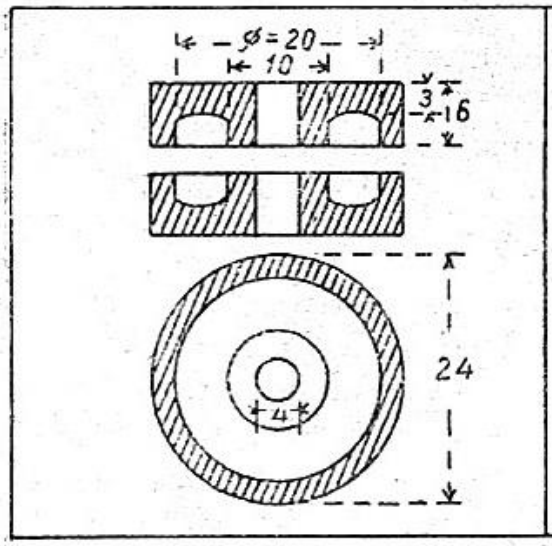


Fig. 56. — Noyau en pot.

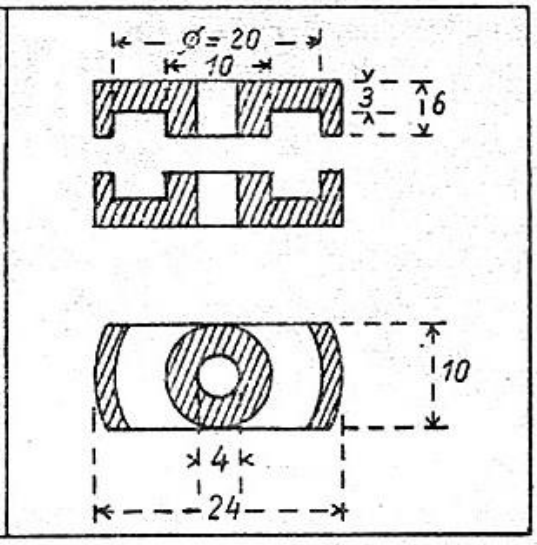


Fig. 57. — Noyau en pot coupé.

avec une composition spéciale à base de poudre de fer. Ce type de bobinage est surtout utilisé pour des circuits M.F. sur 472 kHz et assez peu aux hautes fréquences.

d) *Le pot fermé* (fig. 56).

Dans la plupart des cas, le bobinage est réalisé sur une carcasse à gorge en trolitul, le tout étant ensuite placé dans les coquilles qui sont alors collées.

Dans tous les cas, une pratique courante consiste à protéger le bobinage par imprégnation dans une cire neutre (ozokérite). Nous examinerons cette technique dans un prochain chapitre.

Formes à donner aux bobinages.

a) *Cas des fréquences élevées.*

Dans ce cas, pour une longueur de fil donnée, le maximum de self-induction est obtenu lorsque le bobinage est le plus compact possible.

Pour une longueur de fil donnée, un bobinage cylindrique à spires circulaires a un maximum de self-induction quand le rapport d/l est égal à 2,46, cette valeur n'étant, d'ailleurs, pas critique. La valeur de self-induction décroît lorsque ce rapport devient plus petit, et décroît également, mais plus lentement lorsqu'il devient plus grand.

Cependant, comme la capacité répartie croît avec le diamètre, il faut admettre un compromis, et on prend souvent un rapport

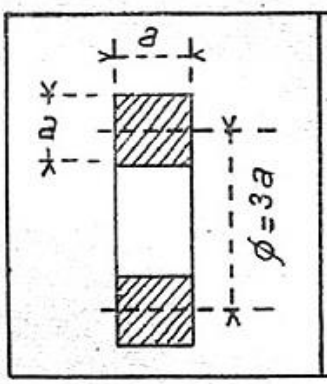


Fig. 58. — Dimensions optima d'un bobinage en nid d'abeilles.

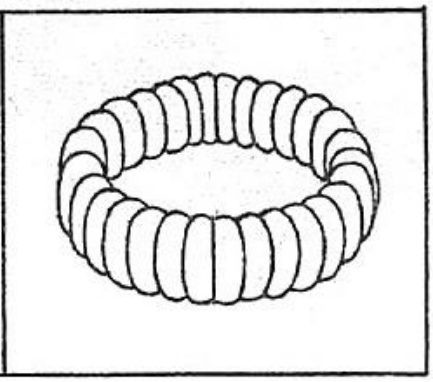


Fig. 59. — Bobinage toroïdal.

égal à 2. Toutefois, cette forme de bobine est peu pratique, sauf pour des étalons; on est donc amené à négliger un peu cette condition, et à utiliser un rapport d/l de l'ordre de 1.

Une bobine en nid d'abeilles (ou une bobine massée) présente son maximum de self-induction lorsque le bobinage (et non pas la spire!) a une section carrée, c'est-à-dire lorsque sa longueur est égale à son épaisseur. On a déterminé, en outre, que, avec cette section carrée, la self-induction passe encore par un maximum lorsque le diamètre moyen est égal à trois fois l'épaisseur du bobinage (fig. 58).

Enfin, en O.C., pour des bobines de quelques µH, le minimum de pertes est obtenu lorsque les spires sont espacées d'un intervalle égal au diamètre du fil. Nous avons déjà vu qu'on n'a guère intérêt à dépasser un diamètre de fil de 1 mm.

b) *Cas des fréquences les plus basses.*

Lorsqu'on a affaire à des bobinages de plusieurs mH, ce qui est le cas pour les fréquences inférieures à 300 ou 350 kHz, il faut faire intervenir le volume du bobinage dans le calcul du facteur de qualité. On peut donc définir ce coefficient ainsi:

$$\frac{L\omega}{R} \cdot \frac{1}{V}$$

ou V est le volume du bobinage.

La meilleure bobine sera la plus tassée: les bobines en nid d'abeilles ou en vrac seront donc les meilleures, avec toutefois, un léger avantage du nid d'abeilles sur le bobinage en vrac.

c) *Bobinages toroïdaux* (fig. 59).

Nous avons réservé ceux-ci pour la fin, car ils constituent le mode de bobinage présentant le minimum de pertes, leur champ étant complètement fermé à l'intérieur. Ce bobinage ne réagit pas sur des bobinages voisins et n'est pas influencé par eux.

On ne peut malheureusement pas le réaliser facilement d'une manière industrielle, mais cette forme de bobinage a permis d'obtenir, en O.C. et O.T.C., des coefficients de surtension supérieurs à 2.000 et, en G.O., supérieurs à 300. On arrive donc, surtout en O.C., a une qualité de circuit voisine de ce que l'on obtient avec un filtre à cristal de quartz.

Résumé.

1° *Bobinages pour O.C.*

Cylindriques, spires jointives ou espacées du diamètre du fil; fil plein de 0,5 à 1 mm; carcasse de 1 à 2 cm de diamètre.

Rapport $\frac{d}{l} = 1$ environ.

2° *Bobinages* 2.000 — 400 *kHz.*

Entre 2.000 et 500 kHz, nid d'abeilles en fil divisé, bobinage de section carrée, épaisseur 4 à 5 mm, diamètre moyen 12 à 15 tube support de 10 à 12 mm).

Bobinages sur mandrin bakélite ou sur bâtonnet de fer aggloméré.

Entre 600 et 400 kHz, nid d'abeilles sur bâtonnet (épaisseur 4 mm, diamètre moyen 12 mm), ou sur pot coupé ou fermé; fil divisé.

3° *Bobinages* 400 — 100 *kHz.*

Bobinages nid d'abeilles ou vrac, très tassé, diamètre moyen 15 mm, épaisseur 5 mm; fil assez fin (12 à 15/100), les noyaux de fer sont inutiles, ainsi que le fil divisé, sauf cas tout à fait spéciaux.

CHAPITRE VI

LE CALCUL DES BOBINAGES

Nous partagerons ce chapitre en trois parties:

1re *partie.* — Calcul de la self-induction.
2e *partie.* — Calcul de la mutuelle induction.
3e *partie.* — Applications numériques.

1re PARTIE. — **Calcul de la self-induction.**

Nous étudierons successivement:

a) Les bobinages cylindriques;
b) Les bobinages en spirale;
c) Les bobinages en nid d'abeilles;
d) Les différents types de bobinages à fer.

a) *Les bobinages cylindriques* (fig. 60).

La self-induction L du bobinage est donnée, en fonction du nombre de tours, du diamètre et de la longueur, par la formule:

$$L = K\, n^2\, d \cdot 10^{-3}$$

L est donné en microhenrys.
n est le nombre de spires.
d est le diamètre moyen de l'enroulement en *centimètres.*

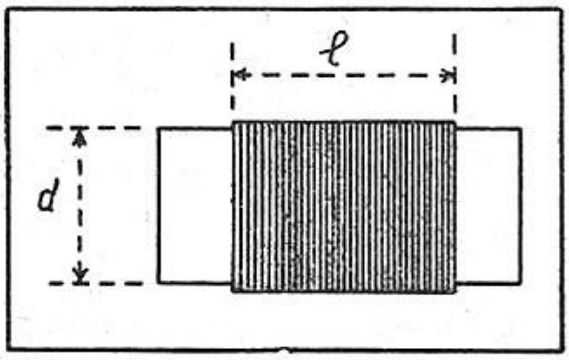


Fig. 60. — Comment on entend les côtes d'un bobinage cylindrique à spires circulaires.

Le coefficient K est donné en fonction de d/l par la courbe de la figure 61.

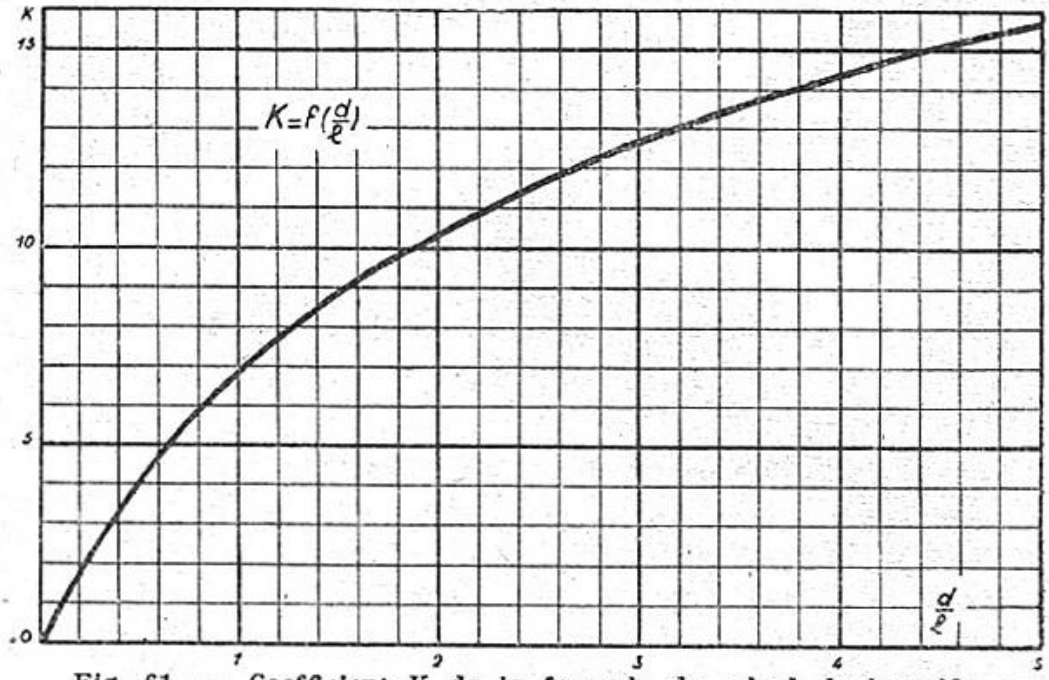


Fig. 61. — Coefficient K de la formule de calcul de la self-induction en fonction de d/l.

Une valeur approchée de K, très commode pour un calcul plus sommaire, est:

$$K = \frac{100\,d}{4\,d + 11\,l}$$

Dans cette formule, l est exprimé en centimètres.

b) *Les bobinages en spirale* (fig. 62).

Ce peut être le cas aussi bien d'un bobinage de taille normale que d'un cadre.

La formule précédente reste encore valable. Si la bobine n'est pas circulaire, il faut faire la transformation de figure, en passant par la surface:

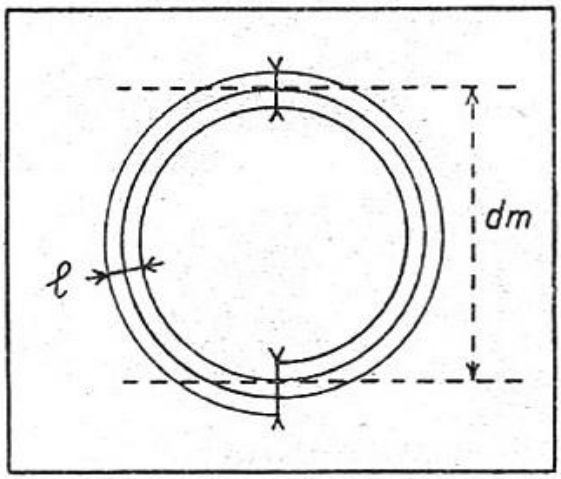


Fig. 62. — Côtes d'un bobinage à spirale plate (cadre).

En effet, c'est la surface qui compte; par suite, une aire quelconque devra toujours être ramenée au cercle correspondant. Une fois en possession de cette valeur, il est aisé d'en calculer le diamètre.

Exemple:

Une bobine rectangulaire de 10 × 20 cm de côté présente une surface de: $A = 10 \times 20 = 200\ cm^2$

Le cercle correspondant aurait un diamètre donné par:

$$A = 200\ cm^2 = \frac{\pi d^2}{4};$$

$$d^2 = \frac{800}{\pi} = 265;$$

$$d = 16\ cm.$$

C'est cette valeur de d que l'on doit considérer dans la formule de la self-induction.

c) *Les bobinages « en nid d'abeilles » ou massés* (fig. 63).

Lorsque ces bobinages sont correctement proportionnés, c'est-à-dire que $d = 3\,e$

La self-induction est donnée par:

$$L = \frac{n^2\, d}{100}$$

L est donné en µH;
n est le nombre de spires;
d est le diamètre moyen en centimètres.

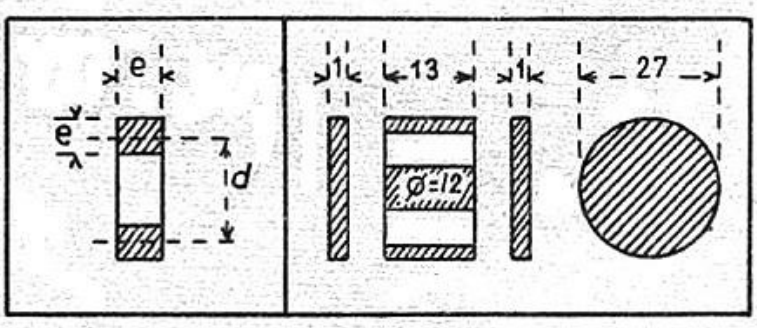


Fig. 63. — Côtes d'un bobinage massé.

Fig. 64. — Côtes d'un grand pot magnétique.

d) *Bobinages à fer.*

Poulies (fig. 55). — Poids 7 g. — Q = 300 à 1.000 kHz pour L = 190 µH.

$$L = \frac{3{,}5\ N^2}{100}$$

L en µH.
N, nombre de spires

Pot coupé (fig. 56). — Poids 9,2 g. — Q = 300 à 350 à 472 kHz pour L = 600 µH.

$$L = \frac{5{,}1\ N^2}{100}$$

POT FERMÉ (fig. 57). — Poids 13,5 g. — Q = 400 à 472 kHz pour L = 600 µH.

$$L = \frac{6{,}2\ N^2}{100}$$

GRANDS POTS (fig. 64). — Poids 39 g (spéciaux pour circuits fixes).

$$L = \frac{7{,}3\ N^2}{100}$$

BATONNET DROIT (fig. 53). — Poids 4 g (pour tous usages).

$$L = \frac{2{,}2\ N^2}{100}$$

2e PARTIE. — **Calcul de la mutuelle induction.**

a) *Cas de bobinages « en bout ».*

C'est, en particulier, le cas des oscillatrices et des bobinages à prises, où le bobinage peut être d'un seul tenant ou presque (cf. oscillatrice Hartley, figure 36). Les bobinages sont d'abord supposés avoir le même pas.

On détermine la self-induction de la première bobine

$$L_1 = K_1\, n_1^2\, d \cdot 10^{-3}$$

Puis, on détermine la self-induction de la deuxième bobine:

$$L_2 = K_2\, n_2^2\, d \cdot 10^{-3}$$

Cela fait, on calcule la self-induction de la bobine constituée par les deux bobines L_1 et L_2 mises bout à bout et bobinées dans le même sens. On a:

$$L = K_3\, (n_1 + n_2)^2\, d \cdot 10^{-3}$$

D'autre part, ayant par définition:

$$L = L_1 + L_2 + 2M,$$

nous en tirons la valeur de M:

$$M = \frac{L - (L_1 + L_2)}{2}$$

Considérons, maintenant, le cas où le deuxième circuit n'a pas le même pas que le premier: on opère, pour commencer, d'une façon identique au cas précédent, mais une fois que le calcul de L_2 est fait, on cherche quel serait la bobine L'_2 de même pas que la première, qui aurait la même self-induction. On détermine L avec la formule:

$$L = L_1 + L'_2 + 2M,$$

d'où l'on tire la valeur de M.

Nous allons éclaircir tout cela avec un exemple (fig. 65):

Soit une première bobine ayant les caractéristiques:

$n = 100$
$l = 2$ cm
$d = 1{,}5$ cm $\qquad$ K = 5,5.

Et une deuxième bobine caractérisée par:

$n = 20$
$l = 0{,}3$ cm
$d = 1{,}5$ cm $\qquad$ K = 15,6.

La première bobine donne:

$$L_1 = 5{,}5 \cdot 10^4 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3} = 82{,}5\ \mu H$$

La seconde bobine donne:

$$L_2 = 15{,}6 \cdot 4 \cdot 10^2 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3} = 9{,}36\ \mu H.$$

Calculons la bobine qui aurait un coefficient de self-induction de 9,36 en ayant le même pas que la première. Pour cela,

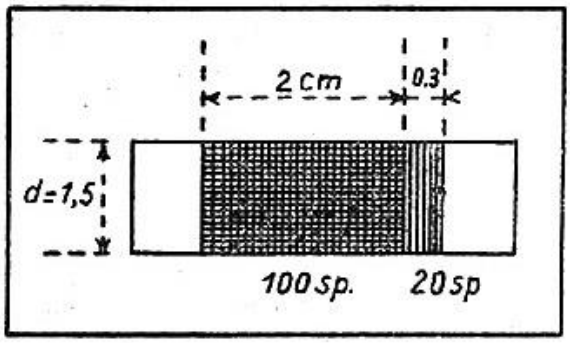


Fig. 65. — Détermination de l'oscillatrice de l'exemple.

nous opérons par approximation en tenant compte que, pour la première bobine, une spire occupait 0,2 mm.

On a, pour

$n = 20$ spires	$l = 5{,}4$ cm	$L'_2 = 8{,}4\ \mu H$
$n = 22$ spires	$l = 0{,}44$ cm	$L'_2 = 9{,}8\ \mu H$
$n = 21$ spires	$l = 0{,}42$ cm	$L'_2 = 9{,}1\ \mu H$

Nous adopterons cette dernière valeur.

La bobine, dont la self-induction est L, présente les caractéristiques suivantes:

$n = 121$ sp.
$l = 2{,}42$ cm.
$d = 1{,}5 \qquad\qquad$ K = 4,8

$$L = 4{,}8 \cdot 1{,}21^2 \cdot 10^4 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3} = 106\ \mu H$$

On a finalement:

$$106 = 82{,}5 + 9{,}1 + 2\,M$$

$$M = \frac{106 - (82{,}5 + 9{,}1)}{2} = 7{,}2\ \mu H$$

b) *Cas de bobines coaxiales* (fig. 66).

Si l'on appelle:

N nombre de spires de la grosse bobine
n nombre de spires de la petite bobine
D diamètre de la grande bobine
d diamètre de la petite bobine
R le rayon de la grande bobine
r le rayon de la petite bobine
L la longueur de la grande bobine
A la distance entre les centres des bobines.

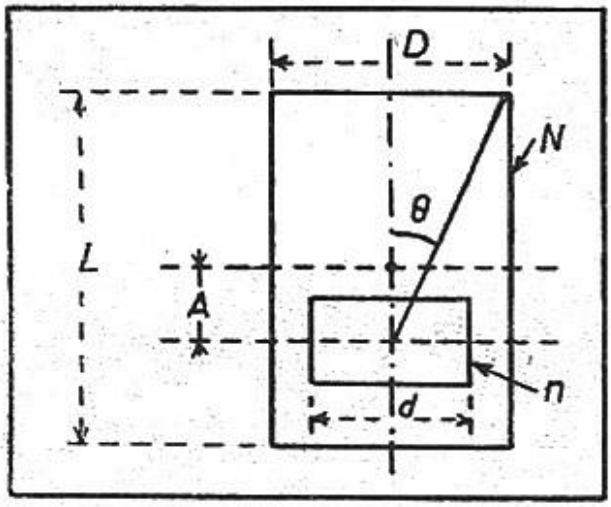


Fig. 66. — Mutuelle de deux bobines coaxiales.

On a:

$$M = 4\pi^2 \frac{r^2}{L} \cdot Nn \cdot \cos\theta$$

Si l'on remarque que $4\pi^2 = 40$, on a:

$$M = 40 \frac{r^2}{L} Nn \cdot \cos\theta$$

Cos θ est exprimé en fonction des dimensions géométriques:

$$\cos\theta = \frac{A + \frac{L}{2}}{\sqrt{\left(\frac{L}{2} + A\right)^2 + R^2}}$$

Dans le cas où les deux bobines ont leurs centres confondus, on a:

$$\cos\theta = \frac{L}{\sqrt{L^2 + 4R^2}}$$

Dans le cas de deux bobinages côte à côte (transformateur M.F. par exemple) il n'y a pas de formules de calcul simples pour la mutuelle. Dans tous les cas, le calcul n'est pas simple, et dans le premier cas cité, nous nous en tirons par un artifice. Dans le deuxième cas, la formule n'est pas très rigoureuse, quoique assurant une bonne approximation.

Sauf dans le cas des bobinages « en bout », on aura toujours intérêt à mesurer la mutuelle, en mettant les deux bobinages en série et en opposition. On a, dans le premier cas:

(1) $$L_a = L_1 + L_2 + 2M$$

Dans le deuxième cas, on a:

(2) $$L_b = L_1 + L_2 - 2M$$

Retranchons (2) de (1), nous avons:

$$L_a - L_b = 4M$$

$$M = \frac{L_a - L_b}{4}$$

Cette méthode est très rapide et précise. Remarquons, en passant, que c'est sur cette relation que sont basés les variomètres.

3e PARTIE. — Applications numériques.

Nous nous proposons, dans cette 3e partie, de donner de nombreux exemples de détermination de bobinages.

Nous envisagerons, d'abord, le cas de bobinages spéciaux, nécessaires, par exemple, à la réalisation d'une hétérodyne H.F. couvrant les gammes de 20.000 kHz à 150 kHz, ce qui nous permettra de calculer des bobines cylindriques et en nid d'abeilles, puis le cas de détermination de circuits M.F. à fer et, enfin, des M.F. à 135 kHz (cela pour le dépanneur).

a) *Détermination des bobinages d'une hétérodyne.*

Le rapport des fréquences à couvrir est de:

$$\frac{20.000}{150} = 133.$$

Le rapport de fréquence à prévoir, pour 5 gammes, est égal à la racine cinquième de 133, soit 2,68. Les gammes seront donc de:

150 — 400 kHz.
400 — 1.070 kHz.
1.070 — 2.875 kHz.
2.875 — 7.700 kHz.
7.700 — 20.500 kHz.

Il faut prévoir un bon recouvrement des gammes, 5 % de part et d'autre, par exemple:

21.525 — 7.315 kHz.
8.035 — 2.731 kHz.
3.019 — 1.017 kHz.
1.123 — 380 kHz.
420 — 142,5 kHz.

Le rapport de fréquence est maintenant de 2,95, le rapport Cmax/Cmin doit être de $2{,}95^2 = 8{,}7$.

Si nous supposons que nous utilisons un condensateur de 15 à 465 pF, d'un modèle courant, on a:

$$\frac{\text{Cmax}}{\text{Cmin}} = 8{,}7 = \frac{465 + x}{15 + x}$$

$$x = 43{,}5 \text{ pF}$$

On a, par suite:

$$\text{Cmax} = 465 + 43{,}5 = 508{,}5 \text{ pF}$$
$$\text{Cmin} = 15 + 43{,}5 = 58{,}5 \text{ pF}$$

Les self-inductions correspondantes sont de:

Gamme 1. — 21.525 à 7.315 kHz — 0,94 µH
Gamme 2. — 8.035 à 2.731 kHz — 6,7 µH
Gamme 3. — 3.019 à 1,017 kHz — 48,5 µH
Gamme 4. — 1.123 à 380 kHz — 345 µH
Gamme 5. — 420 à 142,5 kHz — 2.450 µH

Le calcul est effectué chaque fois en tenant compte du fait que l'on doit avoir la fréquence la plus basse, avec la capacité maximum (par exemple 1.017 kHz avec 508,5 pF).

Nous pourrons réaliser les bobines pour les trois premières gammes sous forme cylindrique à spires circulaires, et les deux dernières sous forme massée ou nid d'abeilles.

1re Gamme.

Nous prendrons un tube de 1,5 cm de diamètre et un rapport d/l de 1. La formule nous donne:

$$0{,}94 = 6{,}5 \cdot 1{,}5 \cdot n^2 \cdot 10^{-3}$$

On trouve:

$$n^2 = \frac{940}{6{,}5 \cdot 1{,}5}$$

$n = 10$ spires environ.

Nous aurons 10 spires réparties sur 1,5 cm de longueur.

Si nous adoptons un montage E.C.O., nous prendrons la prise de cathode à 3 1/2 spires du côté masse (spires non jointives).

2° Gamme.

Nous prendrons encore un tube de 1,5 cm de diamètre et un rapport d/l de 1. On a:

$$6{,}7 = 6{,}5 \cdot 1{,}5 \cdot n^2 \cdot 10^{-3}$$

$$n^2 = \frac{6.700}{6{,}5 \cdot 1{,}5}$$

$$n = 26 \text{ spires.}$$

Nous pourrons réaliser le bobinage à spires jointives, en fil de 5/10 émail. La prise de cathode sera faite à 7 spires.

3° Gamme.

Nous prendrons un tube de 1,5 cm et un rapport d/l de 0,75. On a:

$$48{,}5 = 5{,}5 \cdot 1{,}5 \cdot n^2 \cdot 10^{-3}$$

$$n^2 = \frac{48.500}{5{,}5 \cdot 1{,}5}$$

$$n = 76 \text{ spires}$$

que nous réaliserons en fil de 25/100 émail, jointif. La prise de cathode sera faite à 19 spires.

4° Gamme.

Nous réaliserons une bobine massée ou nid d'abeilles, sur un tube de 12 mm de diamètre, l'épaisseur du bobinage (de section carrée) sera de 6 mm, le diamètre moyen sera de 18 mm.

On a:

$$345 = \frac{n^2 \cdot 1{,}8}{100}$$

$$n^2 = \frac{34.500}{1{,}8}$$

$$n = 138 \text{ spires.}$$

Et nous réaliserons ce bobinage en fil de 5/10 de mm de diamètre extérieur, isolé sous soie ou sous émail-soie; la prise de cathode se fera à 34 spires.

5° Gamme.

Nous réaliserons une bobine de dimensions identiques à la précédente:

$$2.450 = \frac{n^2 \cdot 1{,}8}{100}$$

$$n^2 = \frac{245.000}{1{,}8}$$

$$n = 370 \text{ spires}$$

que nous réaliserons en fil de 30/100, émail soie, avec prise de cathode à 90 spires.

b) *Détermination du bobinage pour M.F. à fer* (472 *kHz*).

Ici, il y a deux écoles: l'une qui préconise des circuits à très forte impédance et à faible capacité; l'autre qui prévoit une capacité plus importante et une self-induction moins forte, ce qui, en pratique, conduit à prendre une capacité (en pF) du même ordre de grandeur que la self-induction (en μH), ce qui améliore la stabilité.

A la première école correspondent des bobines de 600 à 700 μH, la capacité étant de 190 à 160 pF; à la deuxième une bobine de 350 μH environ, avec une capacité de 325 pF environ.

Supposons que nous utilisions des noyaux en pot coupé.

Dans le premier cas, nous avons:

$$650 = \frac{5{,}1 \cdot n^2}{100}$$

$$n^2 = \frac{65.000}{5{,}1}$$

$$n = 113 \text{ spires.}$$

Dans le deuxième cas, nous avons:

$$350 = \frac{5{,}1 \cdot n^2}{100}$$

$$n^2 = \frac{35.000}{5{,}1}$$

$$n = 83 \text{ spires.}$$

Nous prendrons du fil divisé de 20 brins ou même de 30 brins.

c) *Détermination d'un bobinage pour M.F. à air* (135 *kHz*).

Sur un tube de 12 mm de diamètre, nous nous efforcerons de réaliser un bobinage de section carrée, de 6 mm de côté; le diamètre moyen sera de 18 mm. La capacité d'accord est en général de 250 pF. Cela correspond à une valeur de self-induction effective de 5.600 μH.

Nous devons tenir compte de l'effet de blindage; celui-ci présente, en général, un diamètre de 50 mm; nous avons, en nous reportant à la courbe de la figure 41:

$$a = 0{,}9 \text{ cm.}$$
$$b = 0{,}6 \text{ cm.}$$
$$A = 2{,}5 \text{ cm.}$$

On a:

$$\frac{b}{2a} = \frac{0{,}6}{1{,}8} = 0{,}33 \qquad \frac{a}{A} = \frac{0{,}9}{2{,}5} = 0{,}36$$

La courbe $a/A = 0{,}35$ donne pour $b/2a = 0{,}33$, la valeur 2,8 %.

Il faudra augmenter de 2,8 % la valeur du coefficient de self-induction donnée plus haut, soit de 160 µH environ. On a:

$$5.760 = \frac{1{,}8 \cdot n^2}{100} \qquad n^2 = \frac{576.000}{1{,}8}$$

$$n = 565 \text{ spires.}$$

Nous réaliserons ce bobinage en fil de 15/100, soie ou émail et soie. En nous reportant au tableau de la figure 44, nous voyons que la résistance est la même en continu qu'en H.F. Le bobinage ayant une résistance de 100 Ω environ, le coefficient de surtension s'établit à:

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{5.600 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 135 \cdot 10^3}{100} = 47{,}5 \text{ environ}$$

d) *Coefficient de surtension du bobinage M.F. à fer.*

Nous allons maintenant, pour terminer ce chapitre, calculer le coefficient de surtension du bobinage M.F. à fer, de 350 µH, qui a été calculé précédemment.

La spire moyenne est de 1,8 cm environ, ce qui correspond à 5 m de fil.

Prenons du fil divisé 20 brins de 5/100. La résistance H.F. *d'un brin* est la même que celle en continu, soit 10 Ω/m et 50 Ω pour un brin.

Pour 20 brins, c'est-à-dire 20 fils en parallèle, on a:

$$\frac{50}{20} = 2{,}5\ \Omega$$

Le coefficient de surtension, en première approximation, est:

$$\frac{L\omega}{R} = \frac{350 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 472 \cdot 10^3}{2{,}5} = 410 \text{ (1)}$$

Supposons qu'en cours de montage nous ayons cassé 4 brins; la résistance est augmentée par le fait qu'il n'y a plus que 16 brins en parallèle. Elle est de: 3,15 Ω, et le coefficient de surtension tombe à:

$$\frac{L\omega}{R} = 325$$

On voit ici l'importance qu'il y a de respecter l'intégrité du fil divisé, fait sur lequel nous avons déjà insisté au chapitre IV.

(1) En réalité, il faut aussi tenir compte des pertes dans le fer, qui sont ici proportionnelles au volume du fer. Elles majorent la résistance trouvée de 10 % environ, ce qui ramène le coefficient de surtension à une valeur de 360 à 370.

CHAPITRE VII

CONSTRUCTION DES BOBINAGES

La construction des bobinages nécessite d'abord la constitution d'un stock des divers constituants (fils, carcasses, noyaux magnétiques) et leur adaptation au montage, par exemple en montant des cosses sur les tubes supports; puis, la fabrication qui est le « bobinage » proprement dit; puis, la préparation pour l'étalonnage et, enfin, le montage. Nous envisagerons ces divers éléments.

Technologie des éléments.

1° *Fil.*

Le fil utilisé pour les bobinages modernes est de trois sortes différentes:

1. — Le fil émaillé, le fil émail-soie ou soie.
2. — Le fil divisé.
3. — Le fil argenté.

Le fil émaillé se présente sous forme d'un fil de cuivre recuit à haute conductibilité, de la qualité dite « électrolytique », recouvert d'un émail résistant bien, tant au point de vue mécanique qu'électrique. Cet émail doit présenter une tension de claquage de l'ordre de 500 à 800 volts. Il existe des machines spéciales pour vérifier l'homogénéité de la couche isolante, et en particulier, s'il n'y a pas de piqûres dans l'émail mettant à nu le cuivre. Ces machines sont, en principe, basées sur un déroulement du conducteur passant dans un bain de mercure, conjugué avec une mesure de résistance. Lorsqu'un point défectueux apparaît, la résistance d'isolement tombe brusquement à zéro.

La vérification de la résistance mécanique de l'émail peut se faire très simplement par étirage et par flexion.

Par ÉTIRAGE. — On exerce un effort de traction sur le fil jusqu'à rupture, et on examine ensuite le fil à la loupe; il ne doit y avoir aucune discontinuité dans l'émail.

Par FLEXION. — On plie et replie plusieurs fois sur lui-même le conducteur; un essai préliminaire a montré au bout de combien de flexions le fil se casse. On fait l'essai définitif en s'ar-

rêtant deux flexions avant la cassure. Le fil remis droit ne doit pas présenter d'écaillures du vernis.

La couche isolante doit varier entre 1/100 et 5/100 de millimètre, suivant le diamètre du fil.

Le fil émaillé n'est pas très utilisé, si ce n'est pour les bobines O.C. Il est, en général, choisi d'assez fort diamètre, le plus souvent compris entre 4/10 et 8/10.

Le fil émail-soie est un fil émaillé recouvert d'un guipage de soie. Il sert à faire des bobines très massées, à fort coefficient de self-induction. Son diamètre (cuivre) est de l'ordre de 10 à 15/100, en général 12/100. Son utilisation sur une machine à bobiner en nid d'abeilles est courante.

Grâce à la soie qui est un excellent isolant, les pertes H.F. entre spires sont plus réduites que si l'on utilisait du fil émail. De plus, la capacité entre spires est beaucoup plus faible. On peut en dire autant du fil sous soie, à une ou deux couches. La soie doit être soit grège (grisâtre et brillante), soit rose. Le fil sous guipage de soie *verte* est rigoureusement à prohiber, car la teinture de la soie est à base de chrome et d'autres matériaux magnétiques (propriété bien connue des fabricants d'appareils de mesure à cadre mobile...), et les qualités H.F. sont ainsi très diminuées.

Le fil divisé utilisé couramment comporte soit:

10 brins 6/100, soit:

20 brins 5/100.

Le fil de 30 brins n'est presque plus utilisé, il est gros, et le gain sur le 20 brins ne justifie pas son prix plus élevé. Ces fils sont également recouverts de soie grège. Ils sont assez élastiques, et on doit tenir compte de leur effet de ressort lors du bobinage.

Les deux types cités conviennent aussi bien pour H.F. (1.500 — 550 kHz) que pour les M.F., à air ou à fer, sur 472 kHz.

Enfin, le fil argenté sert le plus souvent pour les bobinages O.C. ou O.T.C. (60 MHz et au-dessous) dans les appareils de qualité. On l'utilise toujours sous assez gros diamètre, 8/10 et au-dessus.

2° *Carcasses.*

Les carcasses de carton bakélisé ou de bakélite moulée se présentent sous forme de tubes, plus ou moins complexes, affectés de prisonniers ou autres pièces. On les utilise tels quels, sans préparation spéciale. Le montage se fait le plus souvent par l'intermédiaire de petites pièces de laiton, pattes, ressorts ou vis. *On ne doit jamais utiliser de fer ou d'acier.*

Les tubes subissent parfois une préparation avant bobinage (filetage au tour, perçage des trous de sortie). On a intérêt à réaliser de petits montages, soit sur tour, soit pour la préparation manuelle (perçage à la poinçonneuse). Nous donnons

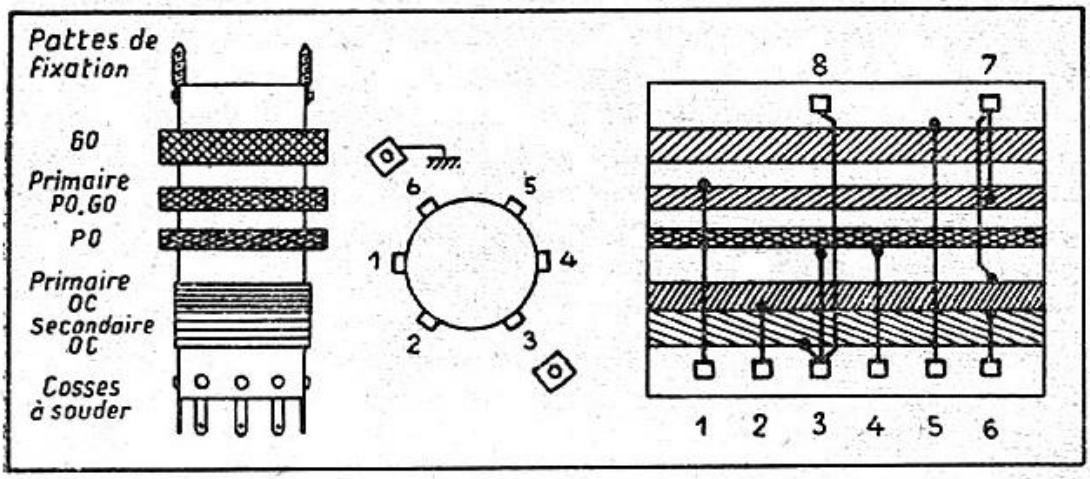


Fig. 67. — Mandrin de perçage d'un bobinage: *1.* Antenne P.O.-G.O. — *2.* Antenne O.C. — *3.* Antifading. — *4.* Grille P.O. — *5.* Grille G.O. — *6.* Grille O.C. — *7.* Masse (patte de fixation). — *8.* Patte de fixation.

Fig. 68. — Bobinage correspondant au mandrin de la figure 67.

(fig. 67) la disposition développée du gabarit de perçage de l'ensemble de bobinages de la figure 68.

Cette manière de faire permet de rendre homogène la production et d'alléger la tâche du contrôle et de la vérification. On a, d'ailleurs, toujours intérêt à monter les cosses ou pattes avant le bobinage, car autrement on risquerait fort, soit d'abîmer la bobine, soit de détériorer les fils.

Les noyaux magnétiques.

Ils sont en forme de bâtonnets ou de pots (coupés ou non). Dans le premier cas, il n'y a aucune préparation ; dans le deuxième cas, il faut, après avoir constitué la bobine, coller les deux moitiés, ce qui se fait avec une colle spéciale, généralement à base de polystyrène ou de benzine, l'opération se faisant à froid et sous la presse.

Dans le cas où l'on utilise des noyaux « en H » ou en poulie, on bobine sur une carcasse placée sur le noyau qui est pris sur un petit montage, sur le touret à bobiner.

Machines à bobiner.

Nous distinguerons deux cas suivant que l'on a affaire à un bobinage cylindrique à spires circulaires, ou à un bobinage massé.

1° *Bobinage cylindrique.*

L'exécution se fait au touret à bobiner, dont la forme la plus simple est constituée par une chignole serrée dans un étau. Le touret habituel, à main ou à moteur, comporte une broche sur laquelle le tube support est maintenu au moyen de griffes ou de cônes striés. L'appareil est complété par un compte-tour et

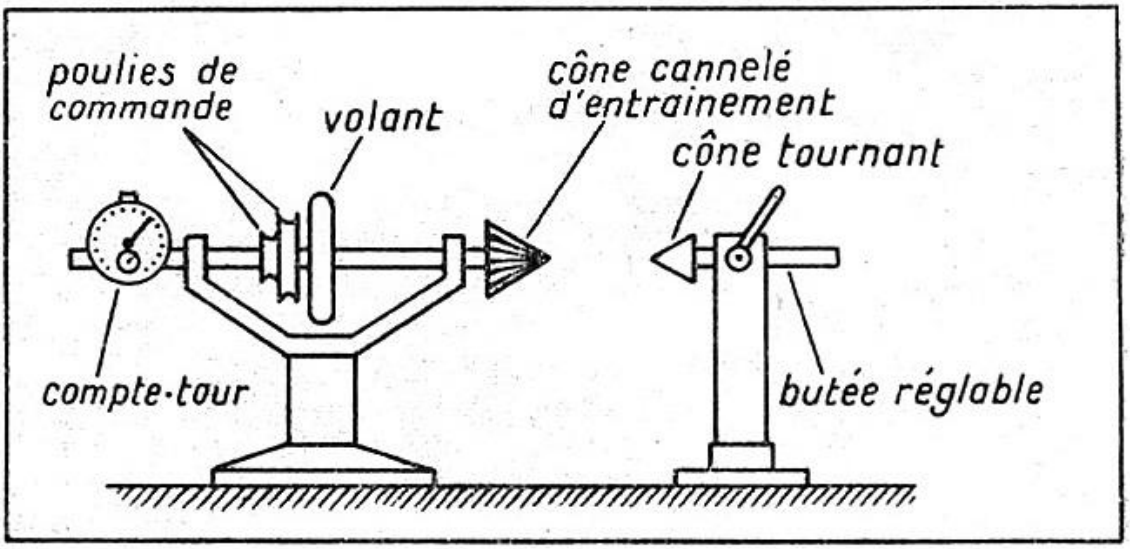


Fig. 69. — Schéma du touret à bobiner.

par un volant frein sur lequel l'ouvrier agit avec une main, l'autre main guidant l'enroulement du fil. Un dévidoir tendant le fil est indispensable. Le dispositif de tension est conjugué avec une commande de frein sur la bobine d'alimentation; en cas de rupture du fil, la bobine s'arrête immédiatement, sans courir sur sa lancée.

En intercalant un boyau de chat de diamètre approprié, tendu en même temps que le fil, on peut réaliser des bobinages à spires espacées.

La figure 69 représente l'aspect d'une telle machine.

D'autres machines, plus perfectionnées, comportent une vis-mère commandant un guide-fil. L'entraînement de la vis-mère étant assuré, à partir de la broche, par un harnais d'engrenages, on peut régler l'avancement du guide-fil à une valeur quelconque, de manière à réaliser l'espacement voulu des spires. Ces machines comportent un compteur automatique qui commande le débrayage et *décompte*, c'est-à-dire part du nombre de spires que doit présenter le bobinage pour revenir à zéro, où se produit le déclanchement.

Le bobinage cylindrique étant réservé actuellement, et depuis plusieurs années, aux O.C., l'emploi courant des mandrins spiralés a rejeté à la ferraille la plupart des machines complexes; le seul survivant est le touret à bobiner.

Un ouvrier exercé, ou plutôt une ouvrière, car cette fabrication est assurée presque exclusivement par des femmes, arrive à travailler avec une rapidité prodigieuse: l'exécution d'un bobinage à spires rangées de 100 à 150 spires, sur tube cylindrique, en fil émaillé de 20 à 25/100, ne demande que 30 à 50 secondes. Elle varie suivant que l'on compte, ou non: la mise en place; le temps de mise en place; l'arrêt du fil sur la cosse de départ, après son insertion dans le trou approprié; en enfin l'arrêt du fil après bobinage qui prend sensiblement autant de temps que l'opération de bobinage proprement dite.

2° *Bobinage en nid-d'abeilles.*

Les machines destinées à ce genre de travail comportent:

— Une broche entraînée par un moteur et entraînant elle-même un compteur.

— Une came louvoyante en creux ou en saillie.

— Un guide-fil dont le mouvement est obtenu à partir de la came.

— Un ou plusieurs trains d'engrenages reliant la came à la broche (fig. 70).

— Deux dévidoirs au moins, avec leurs dispositifs de tension du fil et de freinage automatique.

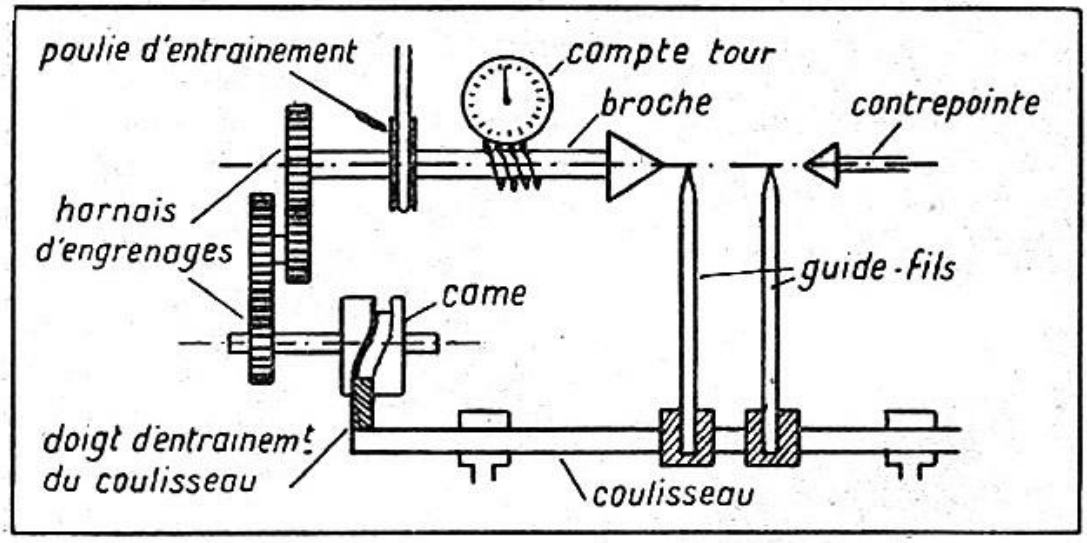


Fig. 70. — Schéma d'une machine à nid d'abeilles.

La broche, dans son mouvement de rotation régulier, entraîne la came qui, grâce à son guide excentré, fait battre les guide-fils en un mouvement de va-et-vient. Le train d'engrenage permet de produire, d'une part, le pas et, d'autre part, de déterminer le nombre d'aller et retour par spire.

Pour un travail à grande vitesse, il y a intérêt à utiliser un mouvement d'aller-et-retour assez lent, de manière à ne pas fatiguer les organes. On utilise donc, le plus souvent, soit la simple vague (un aller-et-retour par spire), soit la 1/2 vague (un aller-et-retour pour deux spires).

Le premier cas correspond à celui des bobinages à relativement petit nombre de tours (inférieur à 200) : l'accord sur les fréquences élevées comprises entre 1.500 et 450 kHz.

Le second cas, au contraire, correspond à la réalisation des bobines à haute inductance, telles que: bobines d'arrêt, primaires P.O. à forte mutuelle-induction, bobines G.O., et d'une façon générale les bobines dont le coefficient de self-induction dépasse 1.000 µH. Dans chaque cas, il est toujours possible de fabriquer plusieurs bobinages simultanément (le plus souvent deux, mais parfois jusqu'à six).

Pour terminer ce paragraphe nous citerons une machine à bobiner d'amateur dont la description a paru dans le n° 15 de décembre 1937 de l'excellente revue *Radio-Constructeur*. Son originalité réside dans le fait qu'elle est réalisée avec des pièces de « *Meccano* ».

Finition des bobinages.

Nous sommes maintenant en possession d'un tube (ou d'un noyau) sur lequel se trouvent un ou plusieurs bobinages. Les bobines préparées et placées sur des planches munies de clous ou de fiches de bois, passent à un premier contrôle qui vérifie que le bobinage est bien au point de vue *aspect*. En particulier, on vérifie que les spires sont bien maintenues et permettront l'étalonnage.

La fixation des spires se fait au moyen d'une cire diélectrique (cire *Antoine* ou cire souple) dont on dépose une goutte au moyen d'un fer à souder, ou d'une chaufferette spéciale fabriquée par les Etablissements *Baringolz*. Cette cire doit résister à une manipulation parfois brutale, et permettre de retirer une spire sans que les autres se mettent à chevaucher. Si le bobinage est destiné à être enduit de cire et imprégné, on doit obligatoirement utiliser soit une cire à point de fusion élevé, soit un vernis cellulosique (celluloïd-acétone) dont la faible quantité ne nuit pas au bobinage.

La bobine passe aux mains des « dénudeuses », qui armées de petits carrés de papier de verre, dénudent le fil émaillé ou guipé soie.

Dans le cas du fil divisé, on utilise un petit réchaud électrique, sur lequel on pose l'extrémité du fil. La soie et l'émail

sont ainsi carbonisés. Sans toucher la partie carbonisée avec les doigts, on trempe cette portion encore brûlante dans un godet plein d'alcool à brûler. Le fil ressort alors parfaitement propre.

Toujours sans le toucher, on le trempe dans une dissolution de résine dans l'alcool, puis dans le bain de soudure. Le fil ressort complètement étamé, tous les brins formant bloc.

Cette opération, longue à décrire, se fait à cadence très rapide: une soudeuse exercée met moins de dix secondes pour l'effectuer. Il est inutile de dire que cela nécessite une certaine habitude et un tour de main qui ne s'acquiert que par la pratique.

Le fil du début du bobinage est alors soudé à la place qu'il doit occuper définitivement, l'autre bout est laissé libre pour l'étalonnage et la vérification.

Le bobinage passe à la vérification qui se fait d'abord en continu, afin de vérifier si l'enroulement n'est pas coupé, puis en H.F. Nous étudierons dans le prochain chapitre comment se fait cette vérification.

Au retour de l'étalonnage, on soude les divers fils, puis la bobine est, en général, imprégnée « au trempé » dans une cire inerte (ozokérite). On prépare un bain d'ozokérite B, dont le point de fusion est de 80-85°; une fois bien liquide, on y plonge les bobinages jusqu'à ce qu'il ne se dégage plus de bulles, ce qui nécessite en général 5 à 10 minutes. Toutes proportions gardées, cette opération s'apparente beaucoup à la technique de cuisson des frites!

Les bobinages sont extraits du bain et égouttés; puis, on les laisse refroidir. Si la température du bain était correcte, ils présentent exactement l'aspect de bobinages non imprégnés, si ce n'est une sensation un peu grasse au toucher. Il reste maintenant à les enrober de manière à assurer leur protection définive. On utilise un bain d'ozokérite A, blanche, fondant à 90° au moins. On y trempe le bobinage *froid* et on le retire aussitôt. L'ozokérite se fige instantanément, recouvrant le tout d'une croûte derrière laquelle le bobinage est désormais à l'abri de l'air et de l'humidité.

On termine le montage par la fixation sur les accessoires: contacteur dans le cas du bloc, ajustables et boîtier de blindage dans le cas de circuits indépendants ou de transformateurs M.F.; et le bobinage ayant acquis sa personnalité, est mis en vente ou monté sur un châssis, afin de commencer son existence radio et ses fonctions dans les circuits oscillants...

CHAPITRE VIII

MESURES ET VÉRIFICATIONS DES BOBINAGES

Quelque soignée que puisse être une construction, il est impossible d'assurer, à la sortie de la machine à bobiner, une précision telle que les bobinages puissent être mis directement dans le commerce.

Les mesures de contrôle et d'étalonnage doivent, en principe, se borner à vérifier l'identité du bobinage de série avec un étalon établi par le laboratoire de recherches. Certaines vérifications peuvent être purement mécaniques (couplages entre bobines vérifiés au calibre), mais la plupart, celles de coefficient de surtension, et celles de self-induction et celles de gammes, doivent être réellement radioélectriques.

Le principe de tous les appareils de vérification utilisés en atelier est de mettre ces mesures, en général fort délicates en laboratoire, à la portée d'un personnel non spécialiste. Un cadran, une aiguille indiquant « Trop fort », « Trop faible », « Juste », pas de graduations à interpréter, ou encore un cathodique donnant un cercle qui se transforme en une droite au moment de l'accord, tels sont les appareils de contrôle à employer.

On doit rechercher la plus grande automaticité possible, supprimer les fils volants, voire les commutations délicates, en utilisant, par exemple, des boutons poussoirs. En principe, on utilisera un appareil séparé par type de bobine à contrôler. A titre d'exemple, on aura:

— Une machine à vérifier les accords P.O.
— Une machine à vérifier les accords G.O.
— Une machine à vérifier les primaires P.O.-G.O.
— Une machine à vérifier les oscillatrices P.O.-G.O.
— Une machine à vérifier les transformateurs M.F.
— Une machine à vérifier les bobinages O.C., accord et oscillatrice.

Etudions de plus près comment peuvent être conçues ces diverses machines:

Machine à vérifier les bobinages seuls (fig. 71).

Le schéma de principe que nous donnons représente un appareil de ce genre que nous avons réalisé pour vérifier en série des bobinages isolés. La partie de gauche constitue un oscillateur symétrique E.C.O. à grande stabilité, équipé de deux penthodes de réception 6J7 ou 6K7. Sans stabilisation spéciale de tension, et à condition d'utiliser un bobinage grille de grande surtension et un condensateur variable de grille de forte capacité (*environ 2 pF par mètre de longueur d'onde*), la stabilité

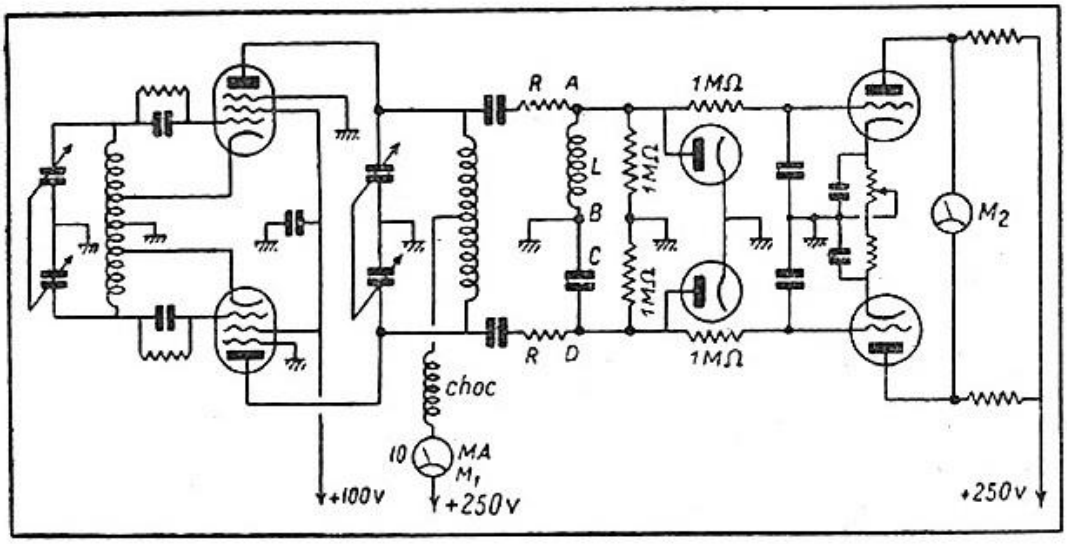


Fig. 71. — Appareil automatique pour la vérification des bobinages.

est de l'ordre du 1/10.000e. On pourra considérer cet émetteur comme fournissant une fréquence stable. C'est, d'ailleurs, là-dessus qu'est basée toute la méthode. Le circuit d'anode alimente, par l'intermédiaire de deux résistances R de valeur assez forte (10 à 50 kΩ), un circuit série constitué par la self-induction à mesurer et par un condensateur étalon.

Supposons d'abord la bobine de valeur correcte. Le courant traversant l'ensemble est en phase avec la tension; soit i sa valeur. On a, pour la fréquence (ou pulsation) considérée:

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

Par suite:

$$E_L = L\omega i = E_C = \frac{i}{C\omega}$$

où E_L est la tension sur la bobine,

Ec est la tension sur le condensateur.

La tension sera la même aux bornes de la bobine et aux bornes du condensateur. Le point B étant à la terre, A et D seront au même potentiel H.F. Les deux voltmètres à lampe, constitués par les diodes, fourniront sur les grilles des deux triodes une polarisation identique; les courants d'anode seront égaux, et les tensions continues sur les anodes seront égales. Le milliampèremètre M_2 sera au zéro.

Supposons que L soit trop grand. Le circuit ne sera plus accordé sur ω; $L\omega$ devient plus grand que $1/C\omega$; la tension en A augmente; la diode correspondante donne une polarisation

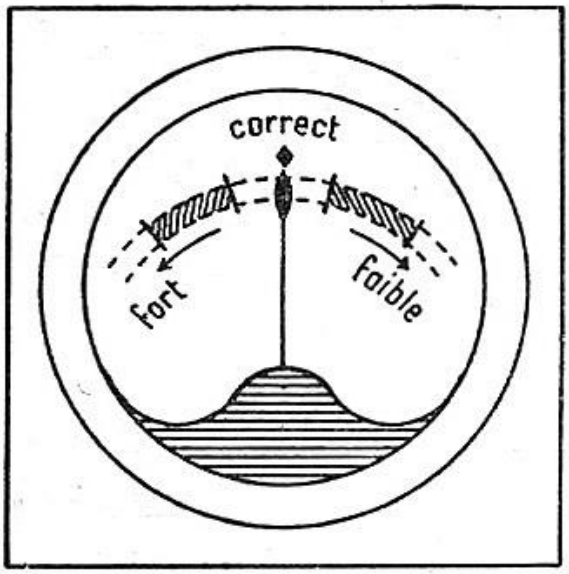


Fig. 72. — Comment se présente le cadran de l'appareil de mesure.

plus forte; la tension sur l'anode de la triode correspondante augmente et le *milliampèremètre M_2 dévie dans le sens A vers D.*

Supposons maintenant que L soit trop petit ; c'est l'inverse qui se produit, *le milliampèremètre M_2 dévie dans le sens D vers A.*

La déviation de l'appareil indique si la bobine est trop faible ou trop forte, et de combien (fig. 72). L'avantage de ce dispositif est que la mesure *au zéro* est indépendante du coefficient de surtension du bobinage, ce qui élimine automatiquement une cause d'incertitude dans la vérification, car il est difficile de concevoir un appareil à maximum (comme un « Q-meter ») dont le maximum est variable suivant $L\omega$ et suivant R.

L'appareil peut être réalisé en mettant tous les réglages préalables à l'abri, à l'intérieur du châssis (CV grilles, CV anodes, M1, potentiomètre d'égalisation). Nous avions réalisé le nôtre en utilisant deux 6K7, une 6H6, et une 6N7, l'équilibrage

s'effectuant en ajustant une des résistances d'anode des triodes de mesure.

La précision de la mesure est telle que l'on règle les bobinages sans tâtonner à 0,25 % près. Sans difficulté elle peut être accrue, mais il n'est pas utile, en général, de dépasser cette valeur, sauf cas très particuliers.

Une variante, beaucoup plus sensible, consiste à utiliser non une variation d'amplitude, mais une variation de phase. Celle-ci varie en effet très vite autour de la résonance, puisque:

$$tg\,\varphi = \frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R}$$

et que $L\omega$ et $1/C\omega$ sont en général grands par rapport à R. On monte alors un tube cathodique comme indiqué dans la figure 73. A l'accord exact, lorsque les tensions sont en phase,

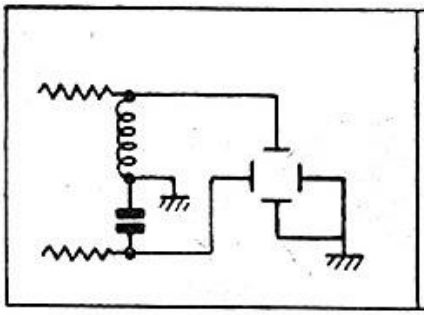


Fig. 73. — Branchement d'un tube cathodique, le réglage se faisant au déphasage.

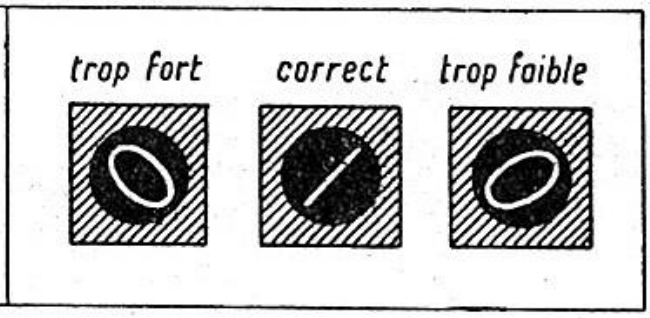


Fig. 74. — Allure de la figure sur l'écran du cathodique.

on obtient sur l'écran une droite inclinée à 45°, alors que, en dehors de ce point, on obtient une ellipse inclinée à droite ou à gauche (figures de Lissajoux, fig. 74) (1).

La méthode de mesure que nous venons de décrire est supérieure à celle qui consiste à régler acoustiquement les bobinages par battements, en ce qu'elle indique non seulement l'écart, mais encore son sens. Elle peut être utilisée quelle que soit la self-induction à mesurer, même lorsqu'il s'agit d'une mutuelle en se rappelant que:

$$L_2 = L_1 + L_2 + 2M$$

où L_2 est la self-induction résultante de la mise en série des deux bobines de coefficients de self-induction L_1 et L_2.

(1) Voir, pour plus de détails, l'ouvrage de Aschen et Gondry, *Principe de l'oscillographe cathodique* (Editions Radio).

Mesure des transformateurs M.F.

Les bobinages des transformateurs M.F. sont d'abord réglés individuellement sur l'appareil précédent, puis l'ensemble du transformateur est essayé à la fréquence même d'emploi sur un montage comportant (fig. 75) :

— Un oscillateur.
— Une lampe de couplage.
— Un voltmètre à lampes.

Le transformateur est ainsi réglé dans les conditions d'utilisation, et avec des capacités parasites du même ordre que celles que l'on trouvera dans la réalité. Dans ce cas, on fait le

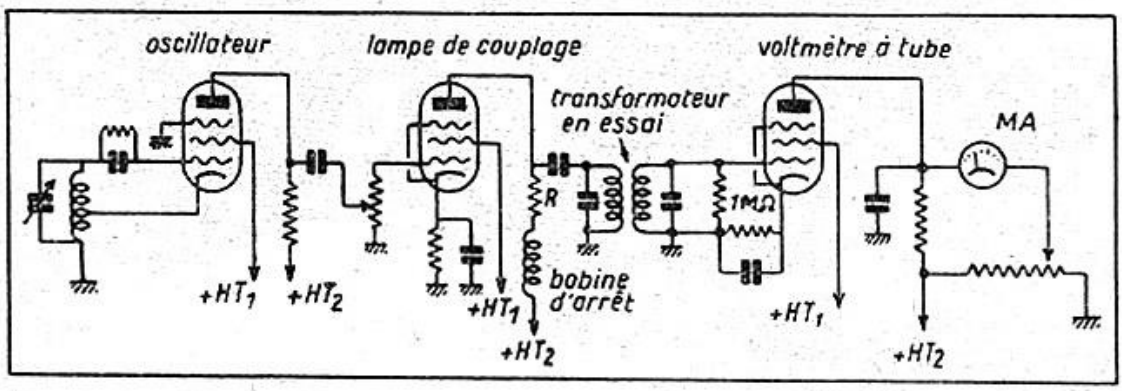


Fig. 75. — Appareil pour le réglage des M.F.

réglage au maximum d'élongation et l'on vérifie simultanément le couplage et le coefficient de surtension; un trait sur le cadran indique le minimum en dessous duquel on ne doit pas descendre si l'on veut rester dans les limites de tolérance admis en fabrication.

Mesure des bobinages terminés.

Les bobinages terminés sont essayés sur un châssis d'essai grâce auquel on peut faire un véritable alignement. La vérification porte sur deux points de chaque gamme. Les valeurs de fréquence correspondantes sont obtenues soit au moyen d'hétérodynes indépendantes, soit au moyen d'une hétérodyne à points fixes comportant, par exemple, des contacteurs ou boutons poussoirs conjugués avec les capacités nécessaires en chaque point.

Dans cette dernière mesure on utilise une émission de H.F. modulée, et on lit sur un voltmètre de sortie la tension de sortie qui doit être comprise entre les deux limites correspondant aux tolérances de fabrication. La figure 76 donne un schéma de principe pour un appareil de ce genre.

Ce dernier fournit également un moyen assez commode de vérifier tout un jeu de bobinages (y compris les transformateurs M.F.). On opère alors de la façon suivante:

— On connecte un jeu étalon.

— On repère pour les différents points les valeurs obtenues au voltmètre de sortie.

— En laissant le jeu M.F. étalon ainsi que l'oscillateur, on peut essayer toute une série de bobinages d'accord.

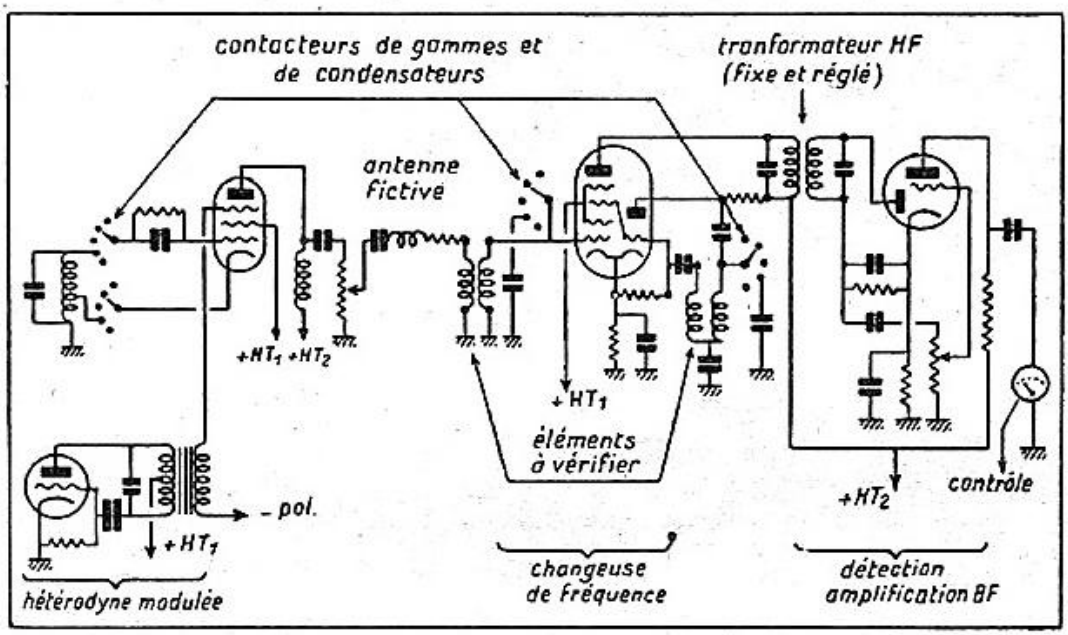


Fig. 76. — Schéma de principe d'un appareil universel pour le réglage des divers bobinages.

— En laissant le jeu M.F. étalon et le circuit d'accord, on peut essayer les oscillateurs.

—On opère de même pour les M.F. C'est ce que les Américains appellent le « *réglage sur châssis* », car on utilise pour cet usage un châssis normal dont on a modifié légèrement quelques connexions.

Appareils industriels pour la mesure et la comparaison des bobinages.

L'appareil que l'on évoque instantanément dans cette catégorie est le « Q-meter » de *Boonton-Radio*, appareil américain très simple, mais aussi très cher. Il en existe des copies ou inspirations fabriquées par différentes autres maisons, tant anglaises que françaises. Cet appareil se compose d'un générateur couplé avec un circuit à résonance-série. On mesure la tension aux bornes du condensateur. La tension aux bornes du

C.O. est maintenue constante, ce que l'on vérifie en mesurant le courant qui traverse un thermocouple associé à une résistance de très faible valeur (4/100 d'ohm).

Le condensateur du C.O. est étalonné en pF, l'oscillateur en kHz ou MHz. On peut ainsi déterminer la valeur d'un élément quelconque du circuit oscillant: L, R ou C. R est obtenu indirectement, l'appareil étant gradué directement en valeurs de Q (coefficient de surtension).

Cet appareil a surtout sa place dans un laboratoire d'études. Le suivant, au contraire, peut être utilisé d'une manière constante en atelier pour la comparaison avec un étalon (« *Coil comparator* » *General Radio*). Il doit être associé à un générateur et à un détecteur qui peut être un récepteur de radiodiffusion. Cet appareil est basé sur les propriétés des circuits série. L'erreur de self-induction est déterminée par un écart correspondant du condensateur. On suppose que le coefficient de surtension est grand, et que les erreurs sont faibles.

Pour conclure, nous dirons que le contrôle et la mesure des bobinages peuvent être faits de maintes manières différentes, suivant le cas d'espèce à traiter.

Le technicien qui n'a que quelques bobinages à vérifier, et qui veut aussi étudier ou établir des prototypes, se servira d'un appareil dans le genre du « Q-Meter ». Pour de petites séries il sera amené à créer quelques appareils simples, spécialisés chacun dans une mesure déterminée.

La construction d'un jeu de bobinages comporte donc deux stades:

— Le stade laboratoire.

— Le stade préparation et atelier.

Dans le premier stade doivent être déterminés:

— Le type: à air ou à fer.

— La forme: cylindrique ou « nid d'abeilles ».

— Les éléments perturbateurs: blindage, dispositif de réglage.

— Les éléments de construction : fil, supports, condensateurs.

— L'établissement du jeu étalon: détermination de la machine, montage, performances (sélectivité, sensibilité, réjection de la fréquence image, influence d'antenne, stabilité).

La réjection de la fréquence-image, importante dans le cas du superhétérodyne, dépend de la sélectivité de l'ensemble pour un signal fort, distant du signal principal de deux fois la valeur de la M.F. Avec les valeurs actuelles, cela n'est important qu'en ondes courtes (réception de la même station en deux

points du cadran, correspondant l'un au réglage de l'oscillatrice dont la fréquence est plus élevée que celle du signal incident, l'autre à celui dont la fréquence est plus basse).

Enfin, on procède à la détermination de l'appareillage de contrôle en série. On peut alors passer au stade fabrication proprement dite, qui comporte l'étude préalable des temps, de la fabrication et de la cadence d'approvisionnement.

Comme on peut le voir, la technique du bobinage radio est devenue une branche importante de la radiotechnique, avec ses spécialistes, ses règles et ses principes, de sorte qu'actuellement on arrive, d'une part, à un standard de qualité très élevé et, d'autre part, à une normalisation d'éléments qui prouve bien le degré de perfection industrielle atteint.

Nous n'en donnerons, comme témoignage, que les tolérances indiquées pour la normalisation en ce qui concerne l'étalonnage des récepteurs:

$\pm$ 0,5 % en P.O. et G.O. (150 — 1.500 kHz).

$\pm$ 1 % en O.C., $O.C._1$ et $O.C._2$ (3,5 — 24 MHz).

Il semble donc que l'on ait résolu le problème de la réalisation d'un fréquencemètre stable, dont la précision est supérieure à 1 % et dont la gamme s'étend de 150 à 24.000 kHz!

CHAPITRE IX

DONNÉES NUMÉRIQUES DES CIRCUITS A FRÉQUENCE VARIABLE

Au cours des précédents chapitres (et, plus spécialement dans le chapitre VI), nous avons exposé les méthodes de calcul de bobinages permettant de déterminer toutes les caractéristiques des enroulements H.F. et M.F. quelles qu'en soient les fonctions.

Cependant, le technicien qui, pour une raison quelconque, ne veut pas se lancer à corps perdu dans l'exécution des calculs indiqués (pourtant bien faciles), trouvera dans ce qui suit des données « toutes cuites », sanctionnées par la pratique des meilleurs bobineurs, et qui fournissent la *solution immédiate de tous les problèmes de la pratique courante.*

Nous allons, dans ce chapitre, donner les valeurs numériques des bobinages de superhétérodyne (à M.F. 472 kHz) couvrant les gammes:

G.O.	150	—	300 kHz.
P.O.	540	—	1.500 kHz.
O.C.	6	—	16 MHz.
$O.C._1$	9	—	24 MHz.
$O.C._2$	3,5	—	10 MHz.

Pour un poste à amplification directe, il suffit de prendre les valeurs correspondant au circuit d'accord seul.

De plus nous indiquerons les bobinages « détectrice à réaction » dans le cas des gammes P.O.-G.O.

Bobinages G.O., accord et oscillateur.

Nous envisagerons, d'abord, le cas du couplage *Hazeltine,* en appelant L, C_K, C, *t* les divers éléments du schéma. On a, pour la gamme 300 — 150 kHz:

$$L = 2.220\ \mu H.$$

Le bobinage sera réalisé sur un tube bakélite de 12 mm de diamètre. On adoptera le type « nid d'abeilles » de 6 mm au carré, on a:

$$n = 350 \text{ spires.}$$

L'oscillateur, présentant une self-induction de 405 µH, sera exécuté sur un tube de 12 mm avec un bobinage de 4 mm au carré; on a:

$$n = 159 \text{ spires.}$$

En résumé, nous avons:

Accord. — Tube de 12 mm, bobinage de 6 × 6 mm, fil 12/100 soie.

$L_a = 2.220\ \mu H$
$n_a = 350$ spires
$C_K = 4.000$ pF
$C_1 = 15 — 460$ pF
$t_1 = 115$ pF.

Oscillatrice. — Tube de 12 mm, bobinage 4 × 4 mm, fil 20/100 soie.

$L_o = 450\ \mu H$
$n_o = 159$ spires
$C_p = 200$ pF
$C_2 = 15 — 460$ pF
$t_{2i} = 178$ pF
pas de bobine d'entretien.

Envisageons maintenant le cas du *couplage inductif*. Il est difficile de constituer une bobine primaire résonnant sur une fréquence encore plus basse que 150 kHz. C'est pourquoi nous utiliserons une bobine dont la fréquence propre est comprise entre la gamme P.O. (540 kHz) et la gamme G.O. (300 kHz).

La capacité d'antenne, avec un condensateur de 100 pF en série, pourra varier entre 50 et 100 pF; la capacité moyenne est de 75 pF.

La fréquence de résonance du primaire étant de 400 kHz, pour cette valeur de capacité, on obtient pour le primaire:

$$L_p = 2.100\ \mu H.$$

Et on a:

$f_p = 490$ kHz pour Ca = 50 pF
400 kHz pour Ca = 75 pF
346 kHz pour Ca = 100 pF

La valeur ainsi déterminée est admissible puisqu'en aucun cas elle ne correspond à une gamme de réception.

Cette bobine, réalisée en « nid d'abeilles » de 6 × 6 mm, sur tube de 12 mm, aura 342 spires (fil 12/100 soie).

Le secondaire, couplé à 5 mm environ entre faces, nécessite pour couvrir 300 à 150 kHz:

$$L_g = 1.900\ \mu H$$

ce qui correspond, pour le même type de bobinage, à 325 spires.

La détermination est la suivante:

La capacité variable utile est de:

$$C_{vu} \leq 460 - 15 = 445 \text{ pF}$$

avec un rapport des fréquences extrêmes de:

$$\frac{f\text{max}}{f\text{min}} = \frac{300}{150} = 2$$

d'où:

$$\frac{\text{Cmax}}{\text{Cmin}} = 2^2 = 4$$

Appelons C_o la capacité de départ, il vient:

$$\frac{\text{Cmax}}{\text{Cmin}} = \frac{C_{vu} + C_o}{C_o} = 4$$

$$C_o = \frac{C_{vu}}{4} = 148 \text{ pF}$$

De cette valeur, nous devons retrancher 15 pF (capacité résiduelle du condensateur), 10 pF pour la capacité parasite du contacteur, 15 pF pour la capacité répartie du bobinage, et enfin 10 pF pour la capacité d'entrée de la lampe. Soit au total:

$$15 + 10 + 15 + 10 = 50 \text{ pF.}$$

Le trimmer à prévoir aura une capacité de:

$$148 - 50 = 98 \text{ pF.}$$

Nous le constituerons par un condensateur fixe de 70 pF et un ajustable de 35 pF qui se trouvera ainsi convenablement serré.

L'oscillateur sera identique à l'oscillateur précédent.

Le *padder* C_p sera constitué par un condensateur fixe de 170 pF et un condensateur ajustable de 35 pF.

Le *trimmer*, de son côté, sera réalisé par un condensateur fixe de 150 pF, et un ajustable de 35 pF.

Bobinages P.O. (accord et oscillateur).

Le bobinage d'accord comporte un primaire qui a été déterminé dans le paragraphe précédent et un secondaire devant couvrir la gamme 540 — 1.500 kHz.

On a:

$$\frac{C_{vu} + C_o}{C_o} = 7{,}73 = \left(\frac{f\text{max}}{f\text{min}}\right)^2$$

$$C_{vu} = 6{,}73\, C_o \qquad C_o = 66{,}2 \text{ pF.}$$

La capacité répartie, sensiblement plus faible que pour la bobine G.O., est de l'ordre de 6 pF. La somme des capacités parasites est de:

$$15 + 10 + 6 + 10 = 41 \text{ pF.}$$

La valeur du trimmer est de:

$$66{,}2 - 41 = 25{,}2 \text{ pF.}$$

D'où un ajustable de 35 pF.

La capacité totale d'accord est de:

$$C_{vu} + C_o = 445 + 66{,}2 = 511{,}2 \text{ pF.}$$

Elle correspond à 540 kHz. Par suite:

$$L_g = 170 \text{ µH.}$$

Ce bobinage, nid d'abeilles de 4 × 4 mm, sur tube de 12 mm, correspond à 103 spires, en fil divisé 10 brins de 0,05, le couplage P — S étant d'environ 6 mm entre faces.

L'oscillateur comporte une bobine d'anode de 92,58 µH et une bobine d'entretien de 18,4 µH, le coefficient d'induction mutuelle étant de:

$$M = 30 \text{ à } 35 \text{ µH.}$$

Le condensateur C_p aura une capacité de 529,5 pF (500 fixe et 35 ajustable) et le condensateur parallèle de 55,5 pF, c'est-à-dire qu'il sera constitué par un fixe de 25 et un ajustable de 35 pF.

La valeur indiquée de M signifie que le couplage doit être important. Par suite, nous réaliserons l'oscillateur sous forme de deux bobinages à 3 mm de distance entre faces.

Le bobinage d'anode, dont les dimensions seront de 3 × 3 mm sur tube de 12 mm, comportera 78 spires de fil 15/100 soie; le bobinage d'entretien, 3 × 2 mm, diamètre moyen 14 mm, comportera: 36 spires du même fil.

Bobinages accord et oscillateur O.C.

Nous envisagerons le cas de la gamme O.C. simple, de 6 à 16 MHz.

Le circuit d'accord comporte un primaire dont la résonance, avec 75 pF de capacité d'antenne, tombe sur 4,45 MHz; la self-induction correspondante est de:

$$L_a = 17 \text{ µH,}$$

soit un bobinage cylindrique, spires jointives 15/100 soie, de 36 spires, sur une longueur de 6 mm, le diamètre du tube étant de 12 mm.

Le bobinage secondaire doit présenter une self-induction de 1,35 µH; mais, pour tenir compte des fils de connexion, nous prendrons 10 % en moins, c'est-à-dire 1,22 µH. Il correspond à

12 spires 5/10 sur une longueur de 11 mm, avec un diamètre de 12 mm.

La mutuelle entre les enroulements sera de 0,25 µH environ, correspondant à une distance de 2,5 mm entre primaire et secondaire.

La capacité C_o est de 73 pF. Il y a lieu d'en retirer les mêmes valeurs que plus haut, sauf pour la capacité répartie qui est de 3 à 4 pF seulement. Par suite, on a:

$$15 + 10 + 4 + 10 = 39 \text{ pF.}$$

On pourra encore prendre un ajustable de 35 pF.

Déterminons l'oscillateur. Nous démarrerons sur une fréquence inférieure à la fréquence d'accord et en différant de la valeur de la M.F.; de ce fait, il devra couvrir la gamme:

$$(6 - 0{,}472 \text{ MHz}) \text{ à } (16 - 0{,}472 \text{ MHz})$$

soit 15.528 à 5.528 kHz. On a, par suite:

$$\frac{f\text{max}}{f\text{min}} = \frac{15.528}{5.528} = 2{,}82$$

$$\frac{C\text{max}}{C\text{min}} = \frac{C_{vu} + C_o}{C_o} = 2{,}82^2 = 7{,}92$$

$$C_o = \frac{445}{6{,}92} = 64{,}4 \text{ pF.}$$

La capacité maximum est de: 509,4 pF, et la self-induction de: 1,6 µH.

Nous compterons encore 10 % pour les fils de connexion et nous obtenons finalement 1,44 µH, c'est-à-dire 13 spires de 5/10 sur tube de 12 mm de diamètre, la longueur de l'enroulement étant de 11 m.

La bobine d'entretien a une self-induction légèrement plus élevée, de manière à obtenir une forte mutuelle; nous prendrons 1,6 µH, ce qui correspond à 10 spires de fil 30/100 émail-soie, sur une longueur de 3,8 à 4 mm, diamètre 12 mm, dans le prolongement du circuit de grille.

Dans ces conditions, il n'y aura pas besoin de condensateur série dans l'oscillatrice. En tenant compte d'une capacité parasite totale de 35 pF, le trimmer aura une capacité variable de 35 pF.

Les tableaux des figures 77 et 78 donnent les valeurs du jeu de bobinages comportant les trois gammes G.O.-P.O.-O.C.; la figure 79 indique le mode de commutation.

Gamme	PRIMAIRE					SECONDAIRE						f max	f min
	L µH	n spires	Dimensions	Fil	Couplage	L µH	n spires	Dimensions	Fil	Trimmer fixe	Trimmer variable		
G. O.	2100	342	6×6	12/100 soie	5 mm. entre faces	1900	325	6×6 mm	12/100	70	35	300 kHz	150 kHz
P. O.	»	»	»	»	»	170	103	4×4 mm	10 brins 0,05		35	1500 kHz	540 kHz
O. C.	17	36	longueur 6 mm	15/100 soie	3 mm entre bouts	1,22	12	longueur 11 mm	5/10 émail		35	16 MHZ	6 MHZ

Fig. 77. — Tableau récapitulatif des données de bobinages d'accord. Tous les bobinages sont faits sur tube de 12 mm de diamètre extérieur.

Gamme	CIRCUIT ACCORDÉ							CIRCUIT D'ENTRETIEN				TRIMMER		ALIGNEMENT		
	L µH	n spires	Dimensions	Fil	Couplage	Padder fixe	Padder variable	L µH	n spires	Dimensions	Fil	fixe µF	variable µF	Trim.	recoupement	Pad.
G. O.	405	159	4×4 mm.	20/100 soie		170	35					150	35	264 kHz	205	160
P. O.	92,58	78	3×3 mm.	15/100 soie	3 mm. entre faces	500	35	18,4	36	3×2 mm	15/100 soie	25	35	1300	904	592
O. C.	1,44	13	longueur 11 mm.	5/10 émail	jointif (en bout)			1,6	10	longueur 3,8 à 4 mm	30/100 ém. soie		35	15 MHz		6 MHz

Fig. 78. — Tableau récapitulatif des données de bobinages d'oscillatrices. Tous les bobinages sont faits sur tube de 12 mm de diamètre extérieur.

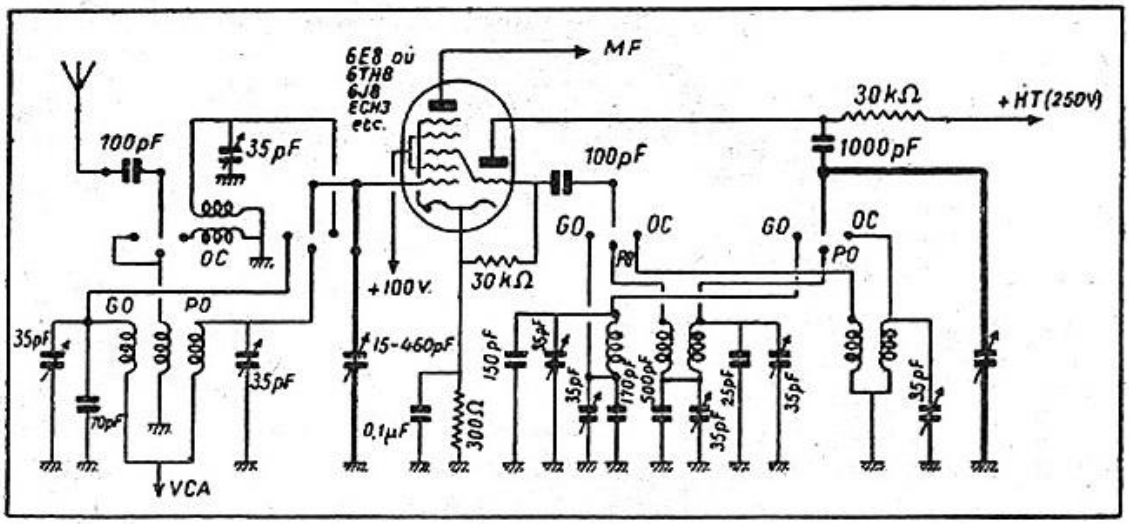


Fig. 79. — Schéma complet des bobinages, du système de commutation et des divers condensateurs.

dans les détails de calculs, on trouvera ci-dessous les données relatives à ces gammes, toujours sur tube de 12 mm de diamètre extérieur:

a) *Gamme O.C.*$_1$

Primaire: 7,4 µH; 20 spires jointives, fil 20/100 soie, longueur 3 mm.

Couplage: 2 mm entre primaire et secondaire.

Secondaire: 6 1/2 spires, fil 5/10, longueur 6 mm, 0,54 µH.

Trimmer 35 pF variable.

Oscillatrice, circuit accordé: Trimmer 35 pF ajustable;

0,61 µH.

7 spires, 5/10, longueur 6 mm.

Couplage: les deux bobinages en série.

Entretien: 0,68 µH; 6 spires, 20/100 soie, longueur 3 mm.

b) *Gammes O.C.*$_2$

Primaire: 51 µH; nid d'abeilles 3 × 2 mm; diamètre moyen 14 mm, 60 spires, fil 15/100 soie.

Couplage: 3 mm entre face primaire et début du bobinage grille.

Secondaire: 22 1/2 spires, 4/10 émail, longueur 12 mm.

Trimmer: 35 pF ajustable.

Oscillatrice, circuit accordé: Trimmer 35 pF ajustable;

5,55 µH.

25 spires, 4/10 émail, longueur 12 mm.

Couplage: les deux bobinages en série.

Entretien: 4 µH; 18 spires, 20/100 soie, longueur 6 mm.

Pour ces deux gammes, il n'est pas prévu de condensateurs padder. D'une façon générale, en O.C., il vaut mieux faire fonctionner l'oscillatrice sur la fréquence la plus faible.

Les points d'alignement de ces deux gammes sont:

$O.C._1$

Trimmer = 20 MHz.
Padder = 10 MHz.

$O.C._2$

Trimmer = 9 MHz.
Padder = 4 MHz.

Réglage par perméabilité.

Un certain nombre de constructeurs ont mis sur le marché des bobinages dont l'accord peut être réalisé avec une capacité fixe et un noyau magnétique plongeur, réglant la valeur du coefficient de self-induction. Nous insistons sur le fait que ce mode de réglage ne *peut pas remplacer l'ajustage des capacités de départ.*

L'avantage de cette réalisation consiste dans le fait que l'on peut régler le coefficient de self-induction d'une manière précise vers les fréquences basses, le réglage sur les fréquences élevées étant assuré par l'ajustage du condensateur trimmer (cas des générateurs H.F.). On peut ainsi assurer une précision de réglage très élevée.

Calcul du transformateur H.F.

Le transformateur H.F. doit présenter des caractéristiques identiques au circuit d'accord antenne, et cela pour des raisons de monoréglage. On le réalisera d'une manière identique au circuit d'antenne, en tenant compte toutefois de la capacité

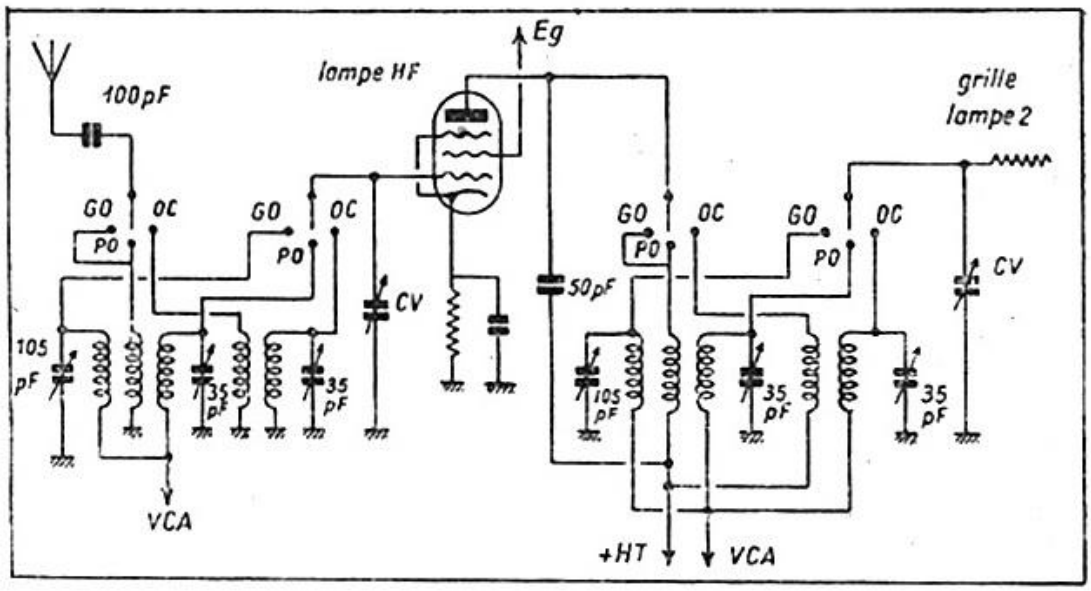


Fig. 80. — Lampe amplificatrice H.F., commutation et condensateurs.

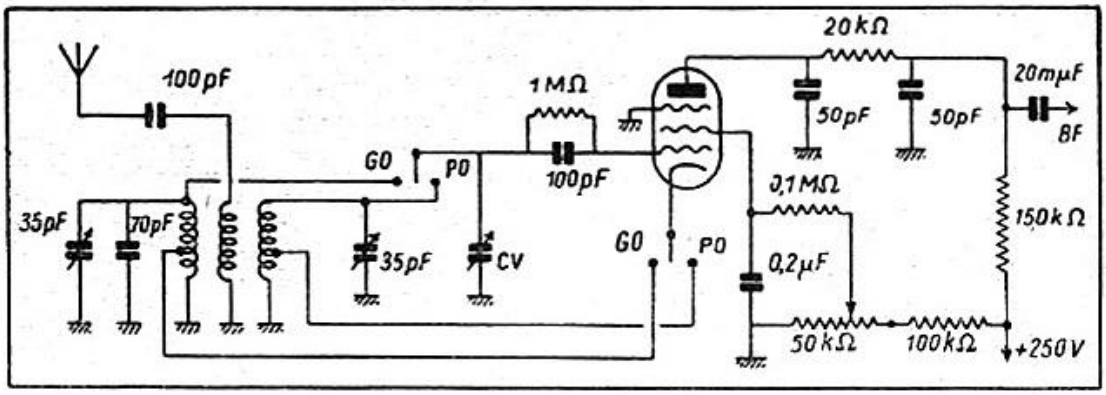


Fig. 81. — Détectrice à réaction penthode à couplage électronique.

fixe de 75 pF que nous avons trouvée pour la capacité d'antenne.

Il faudra donc placer sur l'anode un condensateur fixe destiné à donner la fréquence de résonance voulue au primaire, en tenant compte de la capacité du contacteur (10 pF), d'une gaine blindée d'anode (5 pF) et de la capacité de sortie de la lampe H.F. (10 pF environ) ce qui fait un total de 25 pF. La capacité d'accord à prévoir sera, par suite de 50 pF (fig. 80).

Circuits pour détectrice à réaction P.O.-G.O.

Dans le cas où la détectrice à réaction est montée suivant le système dit E.C.O., où la réaction est obtenue par une prise sur le bobinage grille, prise reliée à la cathode, la réaction se fait par variation de la tension de grille-écran de la penthode. Dans le cas où l'on prévoit un bobinage séparé pour la réaction, le montage est possible quel que soit le type de lampe.

Dans le premier cas, il suffit de prévoir, sur chaque bobinage de grille P.O. et G.O., une prise de cathode à environ 1/10 du nombre de spires, côté masse. On aura donc la combinaison suivante (fig. 81) :

Primaire commun: 2.100 μH; 342 spires, 12/100 soie, bobinage de 6 × 6 sur tube de 12 mm.

Bobinage G.O.: 1.900 μH; 30 + 295 spires, 12/100 soie, bobinage de 6 × 6 sur tube de 12 mm.

Bobinage P.O.: 170 μH; 10 + 93 spires, 10 brins 0,05, bobinage de 4 × 4 sur tube de 12 mm.

Dans le deuxième cas, de part et d'autre des bobines P.O. et G.O., on bâtit deux bobines de réaction. En respectant un couplage de 5 mm entre bobines, on aura (fig. 82) :

Primaire
Secondaire G.O. } identiques au circuit d'accord normal.
Secondaire P.O.

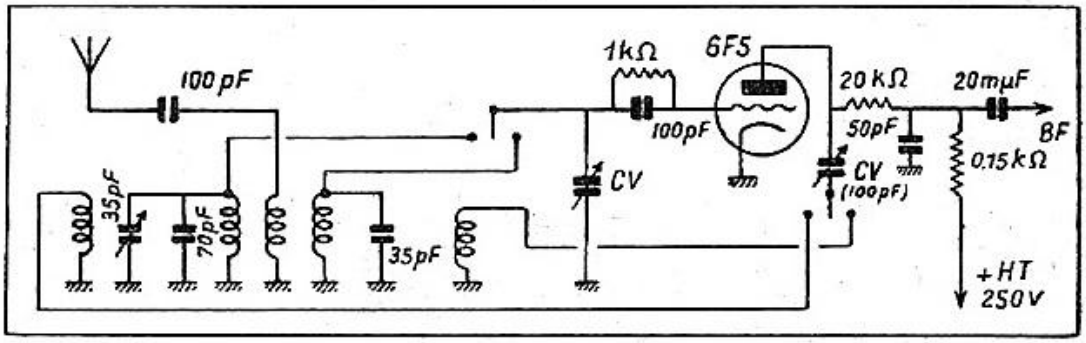


Fig. 82. — Détectrice à réaction triode à réaction normale.

Réaction G.O.: 150 μH; 85 spires, 12/100 soie, bobinage nid d'abeille de 3 × 3, tube de 12 mm.

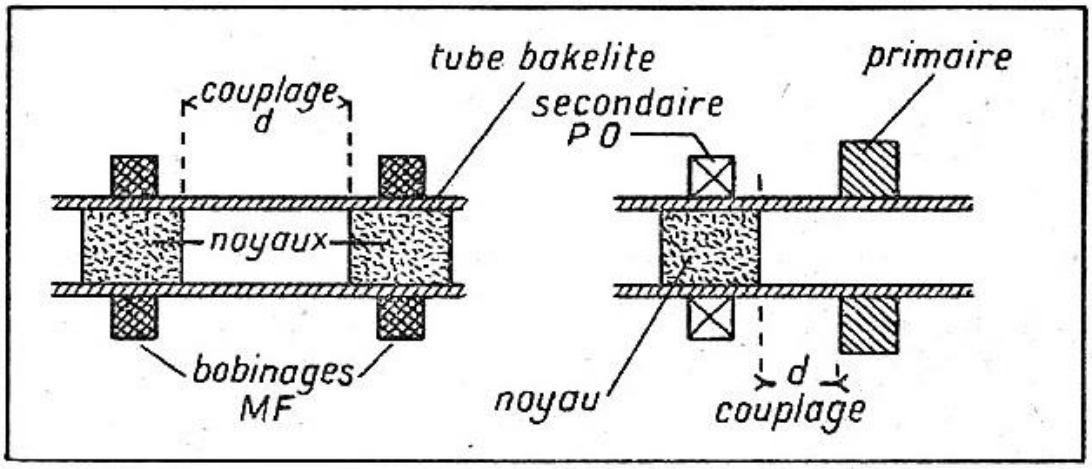


Fig. 83. — Dans le cas de bobinages sur noyaux de fer, le couplage s'entend entre faces des noyaux; à gauche, bobinage M.F.; à droite, bobinage d'accord.

Réaction P.O.: 18 μH; 36 spires, 12/100 soie, bobinage nid d'abeilles de 3 × 2 mm, diamètre moyen 14 mm, tube de 12 mm.

Circuits d'accord à fer.

On peut introduire dans le tube de 12 mm un bâtonnet de fer aggloméré, pour la gamme P.O. uniquement. Dans ce cas, le couplage primaire doit être compté à partir de l'extrémité du bâtonnet, et non de la face de la bobine (fig. 83).

Le circuit à réaliser, pour 170 μH, comporte 88 spires de fil divisé à 10 brins de 0,05 mm, réalisé en nid d'abeilles, 4 × 3 mm, diamètre moyen 15 mm (le tube support ayant toujours 12 mm de diamètre extérieur).

La bobine, *sans noyau,* présente une self-induction de 116 μH.

Le coefficient de surtension du bobinage réalisé est environ 1,5 fois plus élevé dans ce cas que dans le cas du bobinage à air.

CHAPITRE X

DONNÉES NUMÉRIQUES DES CIRCUITS A FRÉQUENCE FIXE

Nous envisagerons dans ce chapitre:

— Les circuits-bouchons et les circuits éliminateurs.

— Les bobinages M.F. sur 472 kHz.

— Les bobinages M.F. sur 135 kHz.

Enfin, nous donnerons quelques détails sur des filtres complexes répondant à un usage déterminé, ainsi que sur les M.F. à 6.000 kHz utilisés principalement pour la réception sur superhétérodyne des O.T.C. (entre 60 et 40 MHz).

Circuits-bouchons et éliminateurs.

Les circuits-bouchons se branchent en série dans un circuit, afin d'arrêter une oscillation parasite. Ils sont constitués par un circuit parallèle (self-induction et condensateur en parallèle); ils doivent présenter une grande impédance pour avoir un maximum d'efficacité.

Les circuits éliminateurs, au contraire, sont connectés en dérivation sur les circuits d'utilisation, afin de dériver une oscillation parasite. Ils sont constitués par un circuit série (self-induction et condensateur en série). Leur efficacité est d'autant plus grande que l'impédance du circuit d'utilisation est plus grande par rapport à leur impédance propre.

Nous donnerons ici uniquement les valeurs pour des circuits accordés sur la M.F., utilisés principalement pour l'élimination des émissions de télégraphie sur la M.F. et branchés dans le circuit d'antenne.

Circuit-bouchon. — L = 350 µH. C = 322 pF, constitué par un condensateur fixe de 300 pF et un ajustable de 35 pF; la gamme couverte est de 460 à 490 kHz environ.

Le bobinage est réalisé en nid d'abeilles, en fil divisé de

20 brins 0,05, de 5 × 5 mm, tube de 12 mm de diamètre extérieur; 140 spires (fig. 84). Un tel circuit, dont le coefficient de surtension est de l'ordre de 180, présente une *impédance de* 190.000 Ω.

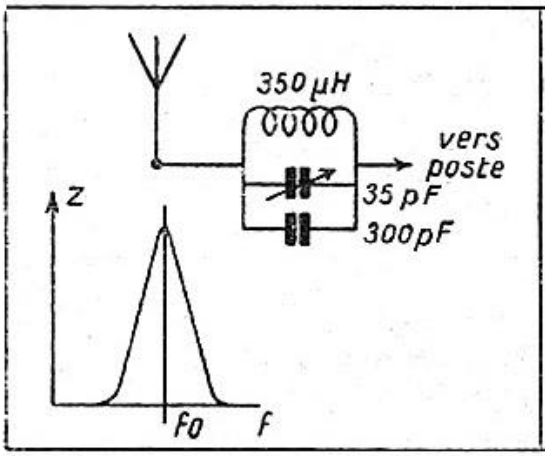


Fig. 84. — Circuit bouchon et sa courbe de blocage.

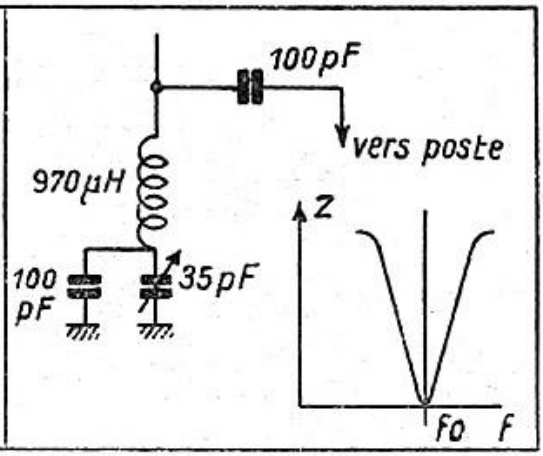


Fig. 85. — Circuit éliminateur et sa courbe de blocage.

Circuit éliminateur. — Pour celui-ci, nous rechercherons, en général, une forte valeur du coefficient de self-induction. Nous choisirons:

L = 970 µH. C = 100 à 135 pF (100 pF fixe; 35 pF ajustable), la gamme couverte allant de 510 à 440 kHz environ.

Le bobinage nid d'abeilles massé, en fil 15/100 soie, a une section carrée de 5 × 5 mm (tube de 12 mm), soit 240 spires (fig. 85).

Le coefficient de surtension est de l'ordre de 100, *l'impédance à la résonance est de* 28 *à* 29 *ohms.*

Bobinages M.F. sur 472 kHz.

Trois cas sont à considérer:

a) Bobinage à fer, à haute impédance.

b) Bobinage à fer, à basse impédance.

c) Bobinage à air.

Tous les bobinages en fil divisé, 20 brins de 0,05.

a) *Bobinage à fer à haute impédance.*

Condensateur d'accord de 180 pF environ. L = 650 µH, noyau en forme de pot coupé, *n* = 113 spires.

Z = 400.000 Ω environ par circuit.

1er transformateur (après changement de fréquence):

d = 22 mm.

2e transformateur (avant détection) :

$d = 18$ mm.

$Q = 240$ environ.

b) *Bobinage à fer à basse impédance.*

Condensateur d'accord de 325 pF environ. L = 350 µH. Noyau bâtonnet $n = 83$ spires.

$Z = 200.000\ \Omega$ par circuit environ.

1er transformateur :

$d = 20$ mm environ ($Zd = 100$ kΩ environ).

2e transformateur :

$d = 16$ mm environ ($Zd = 95$ kΩ environ).

$Q = 180$ environ.

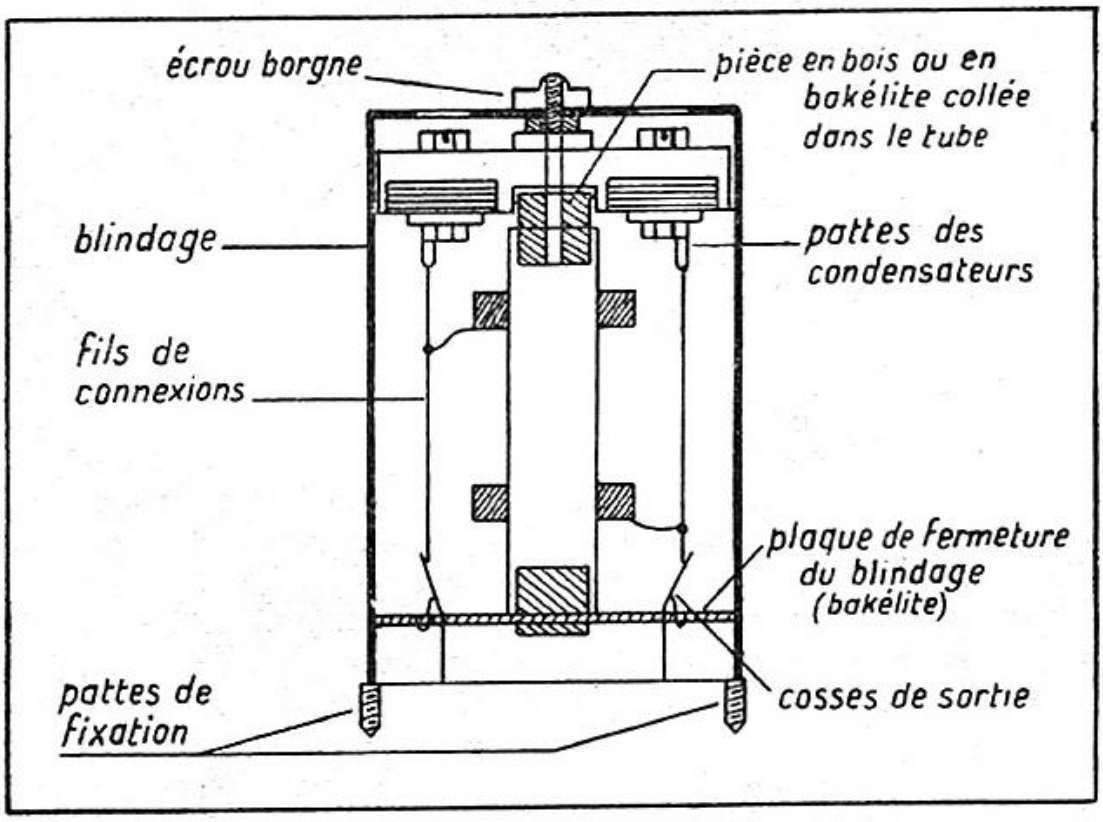


Fig. 86. — Montage d'un transformateur M.F. en blindage : le même montage peut servir pour des M.F. à bâtonnet de fer.

c) *Bobinage à air* (fig. 86).

Condensateur d'accord de 250 pF environ.

L en blindage = 450 µH.

L sans blindage = 470 µH.

$n = 162$ spires.

Bobinage nid d'abeilles, 6 × 6 mm, tube de 12 mm extérieur.

$Q = 150$ (en blindage).

$Z = 200.000\ \Omega$ par circuit.

1er transformateur:

$d = 28$ mm environ ($Zd = 90$ kΩ environ).

2e transformateur:

$d = 23$ mm environ ($Zd = 100$ kΩ environ).

Dans le dernier cas, la sélectivité est moins bonne que dans les deux précédents, surtout à plusieurs dizaines de kHz de part et d'autre de la résonance. On peut réaliser trois transformateurs à air, à condition de diminuer encore leur impédance (L = 350 à 300 μH).

Bobinages M.F. sur 135 kHz.

Le bobinage est réalisé sur tube de 12 mm de diamètre extérieur; il est de section carrée, de 6 mm de côté:

Condensateur d'accord de 250 pF environ.

L en blindage = 5.600 μH.

L sans blindage = 5.760 μH.

$n = 565$ spires.

Fil 10/100 émail-soie.

Q = 50 environ.

Z = 224.000 Ω environ par circuit.

Le couplage entre faces sera de l'ordre d'une dizaine de mm (à déterminer au mieux).

***

Mentionnons encore que, dans tous les transformateurs que nous venons de voir, le coefficient de mutuelle induction doit être négatif, c'est-à-dire que, si les bobinages tournent dans le même sens:

L'entrée du primaire est un point à potentiel H.F. (anode).

La sortie du primaire est un point à potentiel fixe (+ H.T.).

L'entrée du secondaire est un point à potentiel fixe.

La sortie du secondaire est un point à potentiel H.F. (grille).

Et réciproquement. Dans ces conditions, et surtout aux fréquences élevées, on élimine pratiquement l'influence de la capacité parasite entre circuits, et par suite le couplage capacitif qui en résulte.

M.F. spéciales — M.F. sur 6.000 kHz.

Pour certaines applications, il est nécessaire de concevoir des ensembles de circuits correspondant à une courbe de réponse donnée. On peut alors utiliser des filtres plus complexes que le vulgaire transformateur M.F.

Un des types le plus utilisé est celui de la figure 87 qui donne le schéma et les courbes de réponse de l'ensemble. On voit que,

si, pour une largeur de courbe de 5 kHz, on a un affaiblissement moindre que 1 db, on a déjà 6 db pour 6 kHz, et que la séparation de 9 kHz est obtenue pour 16 db d'affaiblissement. Un tel ensemble, conjugué avec un ou deux transformateurs M.F.

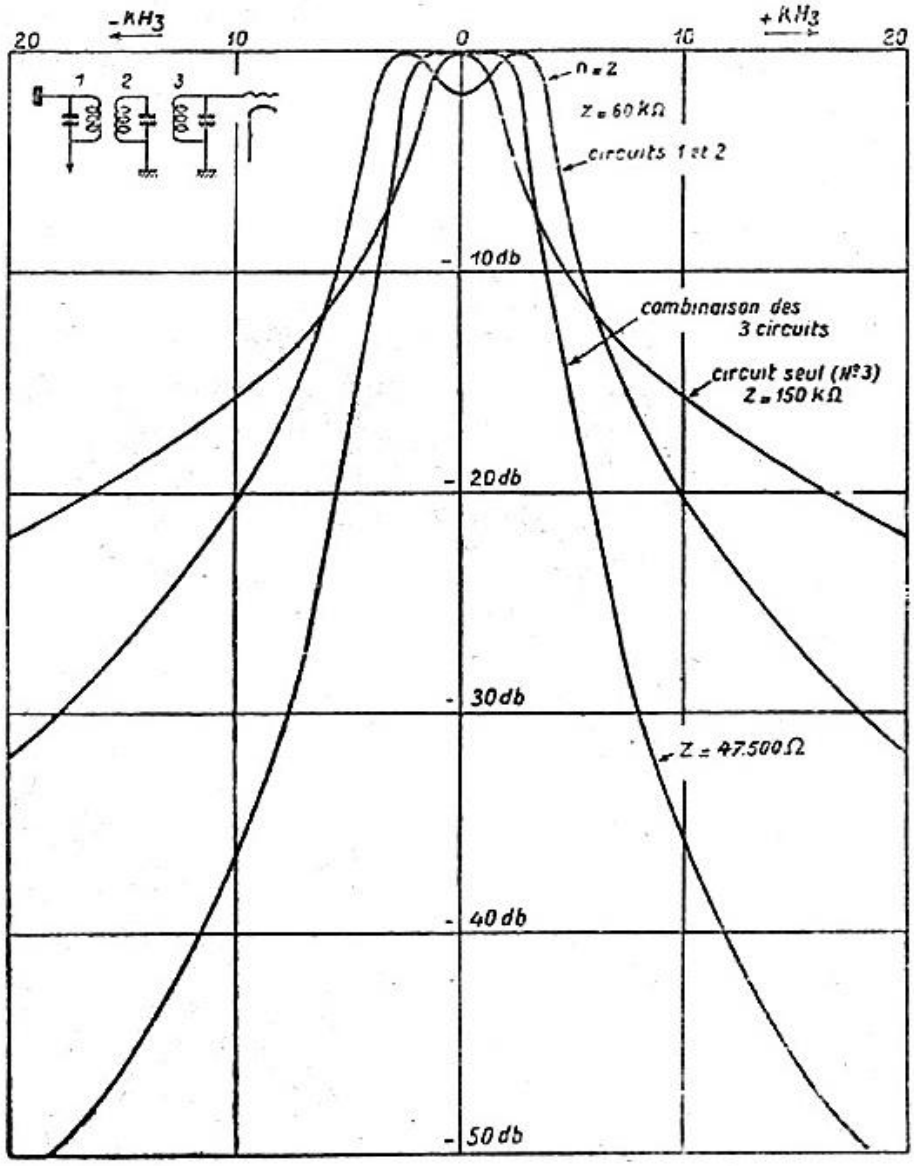


Fig. 87. — Courbe de réponse d'un ensemble de trois circuits identiques accordés (filtre M.F. à trois circuits) ; remarquer la forme obtenue pour la courbe de réponse.

dont le couplage est assez fort, fournit une courbe de sélectivité qui se rapproche considérablement de la forme carrée correspondant au cas optimum.

Chaque circuit, pris individuellement, correspond à:

$L = 350\ \mu H$ $\qquad f = 472$ kHz.

$C = 323$ pF

$Q = 150$ $\qquad Z = 150$ kΩ.

C'est-à-dire à des valeurs assez courantes; les deux premiers circuits ont un couplage serré, $n = 2$.

Le couplage n entre les circuits 2 et 3 est réglé pour être égal à 1.

M.F. à 6.000 kHz. — Dans certains cas, en particulier pour les superhétérodynes sur 56 MHz, on est obligé d'utiliser une sélectivité assez faible, pour tenir compte de l'instabilité des émetteurs couramment utilisés. Ainsi, sur 56 MHz, un émetteur stable à $\pm$ 1/5.000 peut être considéré comme normal. Or 1/5.000 de 56.000 kHz représente plus de $\pm$ 11 kHz de déplacement de la fréquence porteuse. En y ajoutant les bandes latérales de modulation, qui s'étendent à 8 ou 9 kHz, cela représente $\pm$20 kHz.

D'autre part, les questions de présélection et de fréquence-image imposent une grande séparation des deux battements. En choisissant une M.F. sur 6 MHz, ceux-ci seront séparés de 12 MHz, ce qui est suffisant. De plus, même avec de bons circuits, on ne peut guère dépasser un coefficient de surtension de 200. Dans ces conditions, et pour le couplage critique, on a:

$f = 6$ MHz.
$L = 7$ µH.
$C = 100$ pF.
$Q = 200$.
$Z = 54.000$ Ω par circuit.
$Zd = 27.000$ Ω pour le transformateur.

La largeur de bande pour un affaiblissement de 6 db est de 90 kHz, qui se ramène à 45 kHz pour deux transformateurs.

Nous ne pouvons guère donner de valeurs numériques pour ces derniers cas, étant donné que le montage joue un grand rôle dans les performances des circuits. Ceux-ci peuvent être considérés comme des cas d'espèce demandant une solution particulière pour chacun.

CHAPITRE XI

LES DISPOSITIFS A BANDES ETALEES

On désigne sous ce terme tout dispositif qui peut produire artificiellement l'étalement d'une gamme étroite de réception sur toute la rotation du condensateur variable. De tels dispositifs sont particulièrement employés en ondes courtes, où l'on peut étaler ainsi les diverses gammes: 19-21 m, 25 m, 31 m, 41 m, 49 m, de manière à rendre aisés la recherche et le réglage sur station. Sur un cadran normal, où chaque bande couvre quelques millimètres, on peut ainsi les faire s'étendre sur 10 à 15 centimètres. La recherche des stations devient au moins aussi simple que dans la gamme P.O.

On utilise deux procédés principaux:

— Condensateurs associés;

— Artifices de montage.

Condensateurs associés.

Le procédé le plus simple consiste à associer à un condensateur de forte valeur, servant à situer uniquement la partie de gamme étalée, un condensateur de faible valeur en parallèle sur le premier. Le premier condensateur a, par exemple, une variation de capacité de 13 à 123 pF, et le petit condensateur une variation de 2 à 10 pF (fig. 88).

L'inconvénient du système réside dans le fait que l'étalement n'est pas constant. Vers le zéro du condensateur principal, l'action du condensateur d'étalement est proportionnellement beaucoup plus grande que vers le maximum.

Un autre dispositif consiste à grouper pour chaque gamme à étaler:

— Un condensateur fixe en parallèle sur le bobinage.

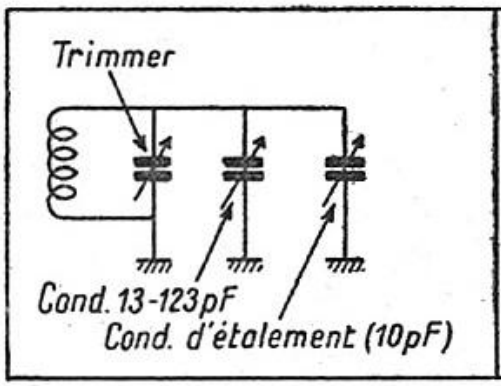


Fig. 88. — Circuit d'étalement de gamme à deux condensateurs variables.

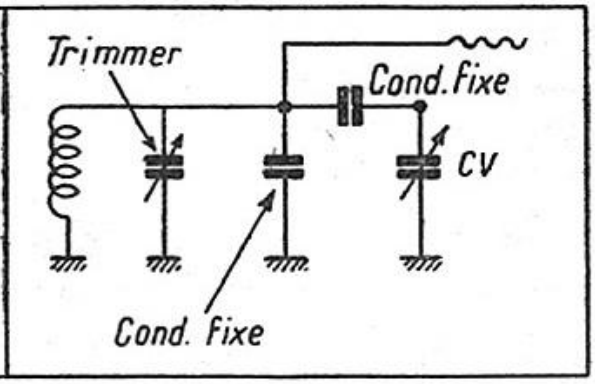


Fig. 89. — Circuit d'étalement utilisant comme C.V. étalé le condensateur principal.

— Un condensateur fixe, de faible valeur, en série avec le condensateur variable.

— Le condensateur variable.

Aux valeurs près, ce circuit est identique à celui d'une oscillatrice avec son trimmer et son padder (fig. 89).

Ce dispositif est plus difficile à mettre au point que le précédent, car la commutation devient délicate; par contre, il offre l'avantage d'utiliser un seul condensateur variable, et d'assurer une grande constance d'étalonnage.

Il augmente considérablement le nombre de gammes à prévoir et, pour un récepteur standard, impose les gammes: 19, 21, 25, 31, 41, 49 mètres, P.O., G.O., soit huit positions, sans compter la position de phono, qui doit être également prévue sur le contacteur. Les Etablissements *Gamma*, par exemple, fabriquent un bloc d'accord utilisant ce principe d'étalement.

Artifices de montage.

Nous avons imaginé, il y a quelques années, un dispositif basé sur le *double changement de fréquence*, qui ne complique pas considérablement le montage. Il consiste à utiliser comme lampe amplificatrice H.F. avant changement de fréquence, l'élément hexode d'une triode-hexode (6TH8-6E8G, etc.). L'élément triode, servant à l'oscillation locale, est inutilisé dans les gammes P.O. et G.O. Pour les ondes courtes, et pour chaque partie de gamme étalée on commute le circuit d'accord de la première lampe et l'élément oscillateur est mis en service *sur une fréquence fixe.*

Soit F_1 et F'_1 les fréquences extrêmes à recevoir sur la bande étalée, et F_0 la fréquence de l'oscillatrice fixe. La première partie M.F. du récepteur sera en réalité la partie accord P.O. Il en résulte:

$$F_0 - F_1 = 540 \text{ kHz}$$
$$F_0 - F'_1 = 1.500 \text{ kHz}$$

La différence de ces deux valeurs, soit 960 kHz indique la gamme étalée reçue. Elle est évidemment la même qu'en P.O.

Avantages:

1° On utilise pour l'accord O.C. un circuit « pseudo-apériodique »; mais, en réalité, avec la capacité d'antenne, il résone au milieu de chaque bande à recevoir, et c'est une précision très suffisante.

On n'est pas obligé de prévoir de circuits d'accord et d'oscillations compliqués; la commutation est relativement simple.

2° On n'est pas gêné par les fréquences images, qui se trouvent rejetées à 3 MHz ou 1,08 MHz suivant que l'on se trouve à l'une ou à l'autre extrémité de la gamme O.C.

3° Un étalement de 960 kHz est suffisant dans la plupart des cas.

Inconvénients:

1° Bien que simple, la commutation nécessite un contacteur spécial.

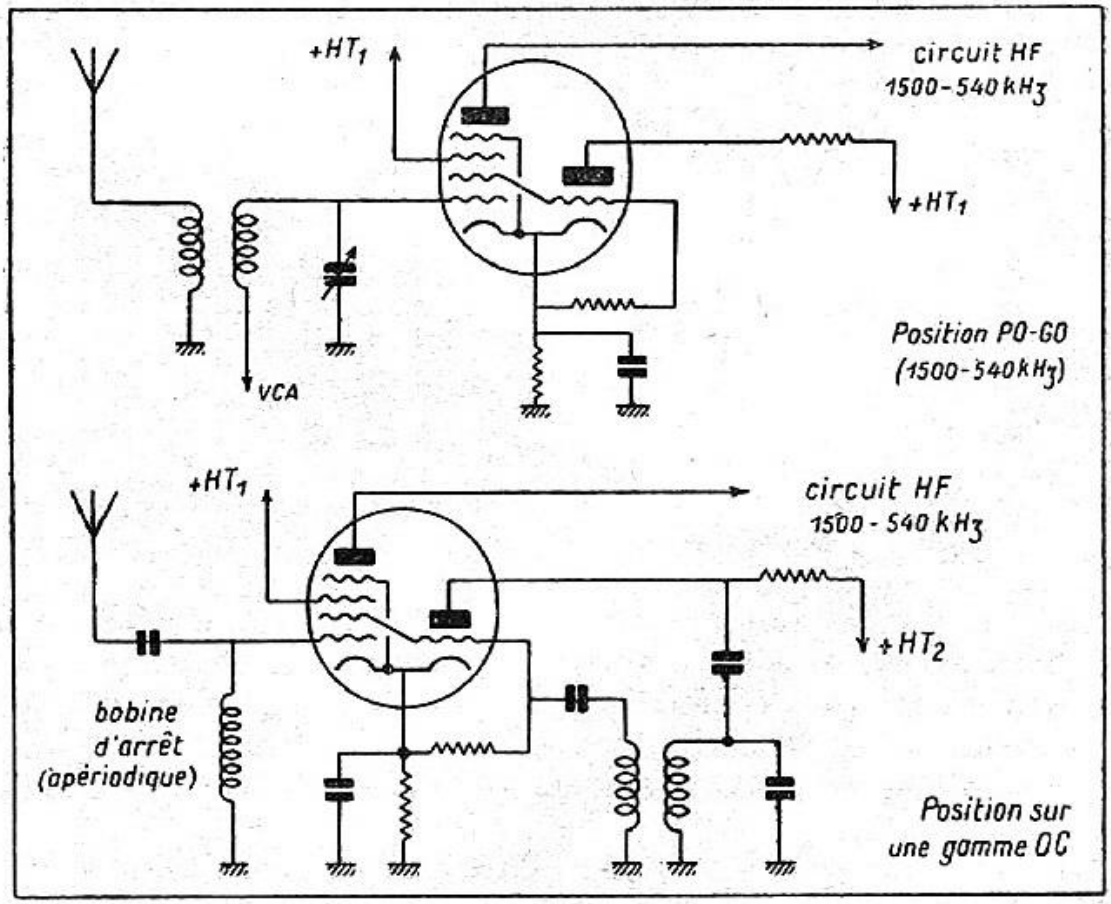


Fig. 90. — Système proposé pour l'étalement des gammes: en haut, position P.O.-G.O.; en bas, une des positions O.C. (Il n'y a pas de changement dans le circuit d'anode de la lampe.)

2° On a une lampe de plus, nécessitant un condensateur à plus grand nombre de cases.

3° La sensibilité (en O.C.) de l'amplificateur M.F. peut être une gêne, car il se peut que l'on reçoive des stations P.O. directement, d'où sifflements et interférences avec les stations O.C. L'appareil devra être très bien blindé.

Quoi qu'il en soit, un tel dispositif, qui peut d'ailleurs être monté avec deux lampes séparées, fonctionne parfaitement, il peut être étendu, sans grandes difficultés, à la réception de gammes d'ondes plus courtes ou plus longues que celles qui sont prévues normalement sur un jeu de bobinages.

La figure 90 donne le schéma d'une telle réalisation, les bobinages étant à déterminer suivant les conditions particulières à chaque cas.

Les adaptateurs O.C.

Ce sont plutôt, à proprement parler, des montages accessoires qui permettent la réception des ondes courtes sur un récepteur qui n'est pas prévu pour cet usage (fig. 91), par exemple un petit

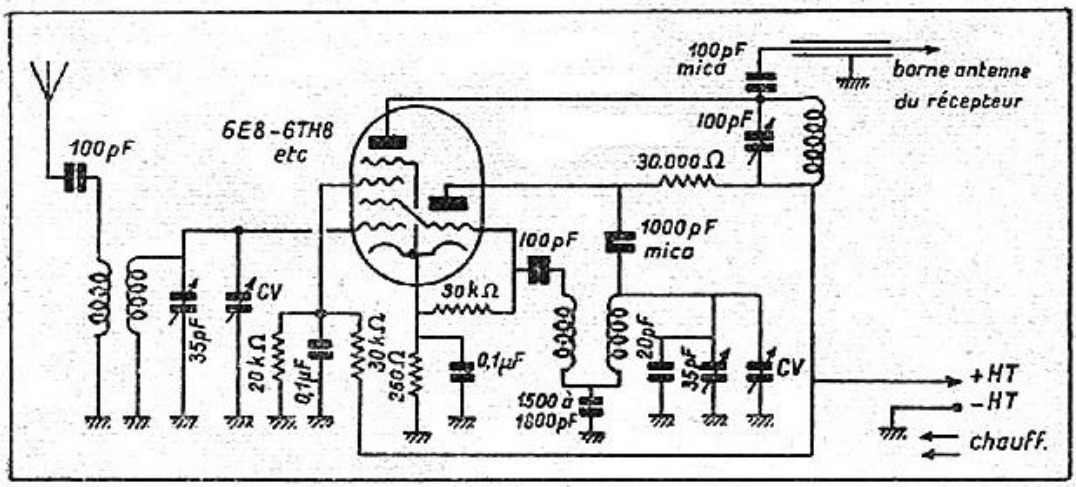


Fig. 91. — Montage d'un adaptateur O.C. Pour les bobinages, voir le texte.

poste à amplification directe, ou même une simple détectrice à réaction. Ils se composent tout bonnement d'un changeur de fréquence utilisant comme amplificateur M.F., la partie H.F. du récepteur. Si l'adaptateur est utilisé avec un superhétérodyne, l'ensemble constitue un montage à double changement de fréquence.

Il convient, pour éviter une difficulté de présélection, de fonctionner à réglage fixe sur le poste servant alors d'amplificateur M.F., et sur une fréquence assez élevée, 1.500 kHz par exemple.

Si nous désirons couvrir la gamme O.C. normale, 6 à 16 MHz, nous pourrons utiliser, avec un condensateur double de 445 pF de capacité variable utile, un circuit d'accord identique à celui qui a été décrit pour le même usage au chapitre IX, c'est-à-dire:

Bobine primaire antenne: 17 µH.

36 spires jointives, fil 15/100 soie sur une longueur de 6 mm; diamètre du tube: 12 mm.

Bobine grille: 1,35 µH.

13 spires, 5/10 émail sur une longueur de 11 mm; diamètre du tube: 12 mm.

L'oscillateur doit couvrir la gamme: 7,5 à 17,5 MHz, en utilisant le battement à fréquence plus élevée; on a par suite:

$$\frac{f\text{max}}{f\text{min}} = \frac{17{,}5}{7{,}5} = 2{,}33 \qquad \frac{C\text{min}}{C\text{max}} = 5{,}42.$$

Le condensateur padder aura une valeur comprise entre 1.500 et 1.800 pF, et le trimmer aura une valeur de 50 pF étant constitué par un fixe de 20 pF et un variable de 35 pF. Le circuit oscillant comportera une self-induction de 1,2 µH, constituée par un bobinage de 12 spires, 5/10 émail, sur une longueur de 11 mm, le diamètre du tube étant de 12 mm.

Le bobinage d'entretien, à couplage serré, comportera:

$$L = 1{,}4\ \mu H.$$

$n = 8$ spires, fil 30/100 émail-soie sur une longueur de 3,5 mm.

Le couplage entre l'anode de l'adaptateur et la borne antenne du récepteur sera réalisé par un cordon blindé dont la longueur sera de 50 cm environ. Sa capacité sera de 60 pF environ.

Le circuit oscillant d'anode de la modulatrice sera accordé sur 1.500 kHz. En tenant compte de la capacité du cordon blindé, de la capacité d'entrée du récepteur (10 pF environ) et de la capacité de sortie de la lampe (10 pF), nous arrivons ainsi à une valeur de 80 pF. Nous prévoierons donc un condensateur variable de 100 pF pour l'accord.

Si la capacité totale d'accord est de 150 pF, la self-induction d'anode doit être de:

$$f = 1.500\ \text{kHz},$$
$$L = 112\ \mu H.$$

Nous la réaliserons en nid d'abeilles, en fil divisé 10 brins de 0,05, bobinage de $4 \times 3{,}5$ mm, diamètre moyen de 15,5 mm, sur tube de 12 mm. On trouve $n = 85$ spires.

Le réglage et l'alignement se font comme dans le cas d'un superhétérodyne normal.

CHAPITRE XII

UTILISATION DES CIRCUITS COUPLÉS EN ADAPTATEURS D'IMPÉDANCES

Nous avons, dans le corps de cet ouvrage, traité le cas général des circuits couplés. Dans cette note, nous étudierons plus particulièrement le problème de leur application aux adaptations d'impédance.

Position du problème.

Soient (fig. 93) deux impédances *Zo* et *Zd*, *Zo* étant différent de *Zd*. Il s'agit de réunir ces deux impédances par un couplage approprié de manière à assurer *la meilleure transmission possible.*

A la résonance Zo et Zd se transforment, si ce sont des circuits oscillants, en résistances pures. Si ce sont des circuits bouchons, l'impédance à la résonance est:

$$Zo = \frac{Lo}{Ro\ Co}$$

$$Zd = \frac{Ld}{Rd\ Cd}$$

Afin d'éviter toute réaction d'un circuit sur l'autre, nous utiliserons un indice de couplage $n = 1$.

Dans ce cas on a (couplage par mutuelle-induction):

$$n^2 = \frac{N^2}{d_1\ d_2} = 1$$

avec

$$N^2 = \frac{M^2}{L_1\ L_2}$$

et

$$d_1 = \frac{R_1}{L_1 \omega} \qquad d_2 = \frac{R_2}{L_2 \omega}$$

Il vient:

$$n^2 = \frac{M^2}{L_1 L_2} \cdot \frac{L_2 \omega}{R_2} \cdot \frac{L_1 \omega}{R_1}$$

$$n^2 = \frac{M^2 \omega^2}{R_1 R_2}$$

D'où:

$$\frac{R_1 R_2}{\omega^2} = M^2$$

Parmi les exemples d'utilisation, nous pouvons citer:
Adaptation d'un oscillateur sur une résistance donnée;

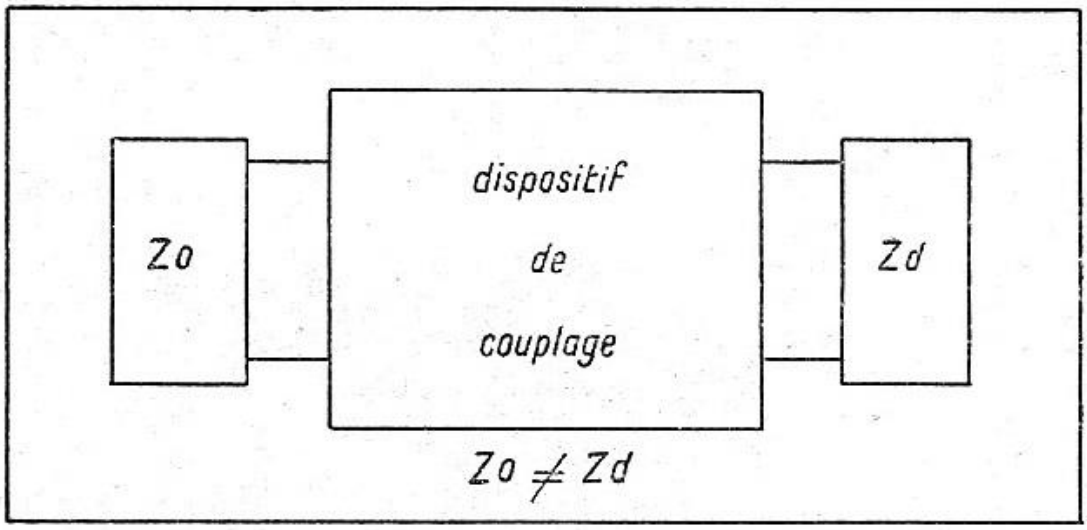


Fig. 93. — Ce dispositif permet une adaptation correcte lorsque Zo est différent de Zd.

Couplage d'un émetteur sur une antenne;
Couplage d'une lampe M.F. sur un circuit de détection;
Adaptations diverses de deux circuits, par exemple liaison par ligne à basse impédance.
Nous allons donner quelques exemples d'utilisation.

Adaptation d'un oscillateur sur une résistance faible.

Soit (fig. 94) une oscillatrice 6C5 devant débiter sur une résistance potentiométrique de 10 Ω (9,9 + 0,1 Ω) destinée à alimenter un Q-mètre.

La lampe travaille avec 100 V de tension anodique, et 5 mA de courant plaque. Sa résistance de charge optimum est de:

$$0{,}44 \cdot \frac{100}{0.005} = 9.000\ \Omega \text{ environ.}$$

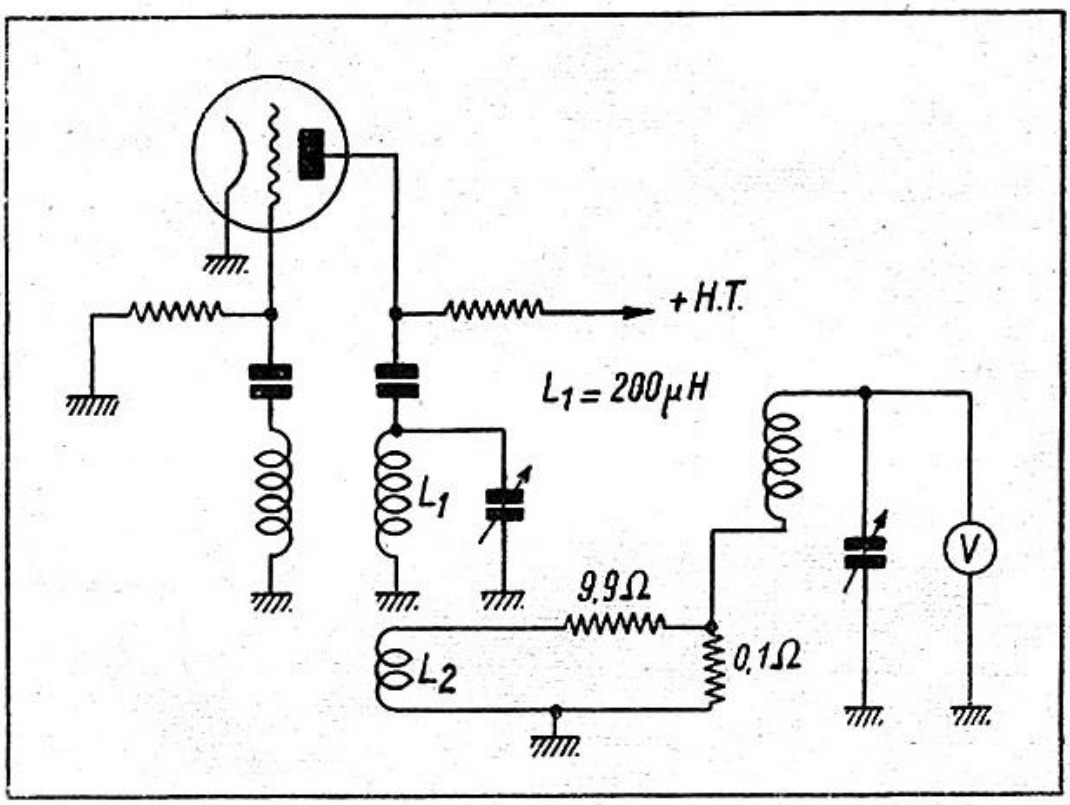


Fig. 94. — Oscillatrice alimentant un circuit de mesure de Q. L'impédance de charge de la 6C5 est de 9.000 ohms. La charge du circuit est de 10 ohms.

Soit ω la pulsation d'accord ($\omega = 2\pi.10^6$) et L = 200 µH la self-induction du C.O.

$$L\omega = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 10^6 = 1256\ \Omega.$$

On a de plus

$$\frac{L.\ \omega}{R.} = \frac{9000}{1256} = 7{,}3.$$

$$R_1 = \frac{1256}{7{,}3} = 170\ \Omega \text{ environ.}$$

Nous avons maintenant:

$$M^2 = \frac{170 \cdot 10}{\omega^2}$$

$$M = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6} \cdot \sqrt{1700} = 6{,}5\ \mu H.$$

Si nous admettons un décrément de 1 pour le second circuit ($L_2\,\omega = R_2$), on a:

$$L_2 \cdot 2\pi \cdot 10^6 = 10$$
$$L_2 = 1{,}6\ \mu H.$$

Nous avons ainsi tous les éléments de notre liaison:

$L_1 = 200\ \mu H.$
$L_2 = 1{,}6\ \mu H \quad K = 0{,}36.$
$R_1 = 170\ \Omega$
$R_2 = 10\ \Omega.$

Nous pouvons remarquer que la liaison est indépendante de la fréquence.

Adaptation d'une détection diode.

Supposons que nous utilisions une penthode de puissance comme lampe finale de l'amplificateur M.F. Une telle lampe à une impédance de charge de 7000 Ω. Nous voulons adapter une résistance de charge de 100 kΩ. Supposons que la fréquence soit de 500 kHz. La self-induction des deux bobinages est de 500 μH. On a pour le premier circuit:

$$L_1\omega = 500 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 0{,}5 \cdot 10^6 = 1570.$$

Puis:

$$Q_1 = \frac{7000}{1570} = 4{,}5.$$

Pour le second circuit nous avons, en tenant compte de la résistance de charge de 100 kΩ, en parallèle sur ce circuit:

$$Q_2 = 48{,}5$$

D'où:

$$d_1 = \frac{1}{4{,}5} \qquad d_2 = \frac{1}{48{,}5}$$

et finalement

$$\frac{M^2}{L_1 L_2} = \frac{1}{4{,}5 \cdot 48{,}5}$$

$$M = 33\ \mu H$$
$$K = 0.066.$$

Par ces quelques exemples, que nous avons choisis très dissemblables comme données et comme applications, on voit l'infinie souplesse du procédé.

CHAPITRE XIII

BOBINES DE QUALITÉ EN FIL PLEIN DE CUIVRE OU D'ALUMINIUM

Bobines optima.

Les bobines optima seront celles qui présenteront la meilleure proportion self-induction et capacité dans un circuit oscillant. Il a été établi empiriquement la formule suivante donnant la valeur de la self-induction optimum:

$$L\,\mu H = 0{,}043\ (\lambda \text{ mètres})^{1,4}$$

Les résultats de cette formule apparaissent sur la figure 95.

En examinant cette courbe nous voyons que:

a) Pour la gamme P.O. (1500-500 kHz) la self-induction doit être comprise entre 70 et 300 μH. La valeur couramment admise (160-170 μH) utilisée avec le condensateur variable standard est correct et ne prête pas à remaniements.

b) Pour la gamme M.F. (472 kHz) la valeur optimum se situe entre 350 et 360 μH, valeur que nous avons indiquée comme étant la plus favorable.

La valeur choisie, la plupart du temps, est de l'ordre de 800 μH; elle est donc *nettement trop grande.* L'impédance à la résonance tend à être plus élevée, mais la résistance H.F. croît aussi et *le coefficient de surtension est plus faible.* On est obligé de réaliser des transformateurs avec un couplage lâche, compris entre 0,4 et 0,5. On reperd en impédance sans beaucoup gagner en sélectivité. L'emploi de bobines optima permet de travailler avec un couplage plus serré, et, par le fait que l'on ne craint plus d'accrochages — la capacité d'accord est plus importante — on peut faire travailler la lampe à son maximum de pente.

Pour la gamme G.O. (150-300 kHz) les valeurs limites sont de 750 à 1500 μH. La valeur *obligatoire* est donc trop élevée et l'on serait amené à employer des capacités plus grandes, ce qui est inadmissible pour les récepteurs standards. Le gain serait d'ailleurs peu important.

En ondes courtes, sur 20 m., 40 m. et 60 m. on aurait respectivement: 2,9, 4,5 et 7,6 μH. Ici le condensateur variable devrait être plus faible. C'est la solution vers laquelle on s'oriente lorsqu'on envisage 2 gammes O.C., avec un condensateur de 130 μμF (Plan du Caire).

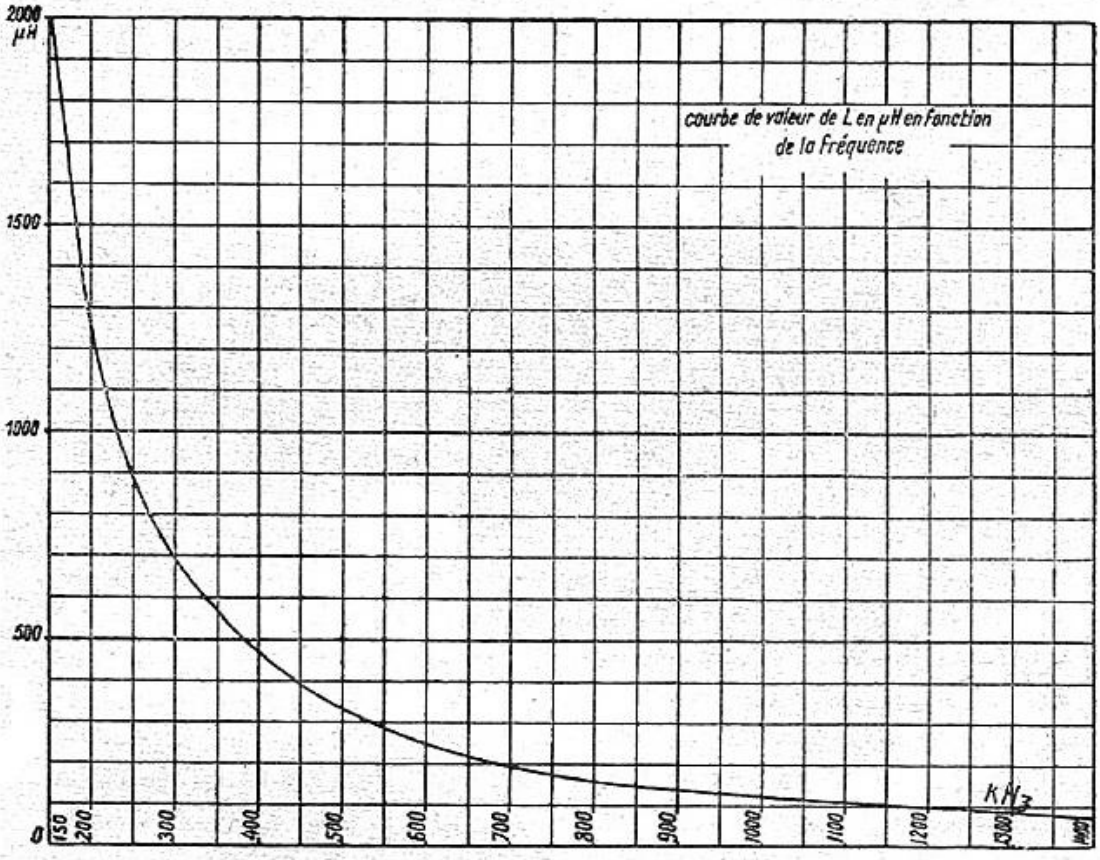


Fig. 95. — Variation de la self-induction en fonction de la fréquence.

Résistance en H.F.

La résistance d'une bobine à une fréquence f, que nous désignerons par Rf est définie par la formule:

$$Rf = Rc\left((1 + F) + \frac{1}{4} G\,(Kn\,\frac{d}{D})^2\right)$$

ou Rc est la résistance en continu de la bobine.

L'expression entre crochets est composée de deux facteurs

$a)$ $\quad (1 + F)$

$b)$ $\quad G\,(Kn\,\frac{d}{D})^2$

La première expression est un facteur dépendant du fil utilisé de son diamètre, de la résistivité, de la perméabilité, etc.

La deuxième expression est un facteur de forme dépendant du bobinage.

Appelons:

d diamètre du fil en millimètre,
ρ la résistivité,
μ la perméabilité,
f la fréquence en kilohertz,
D diamètre extérieur de la bobine,
l longueur de l'enroulement suivant l'axe,
t épaisseur de l'enroulement suivant un rayon,
n nombre de spires.

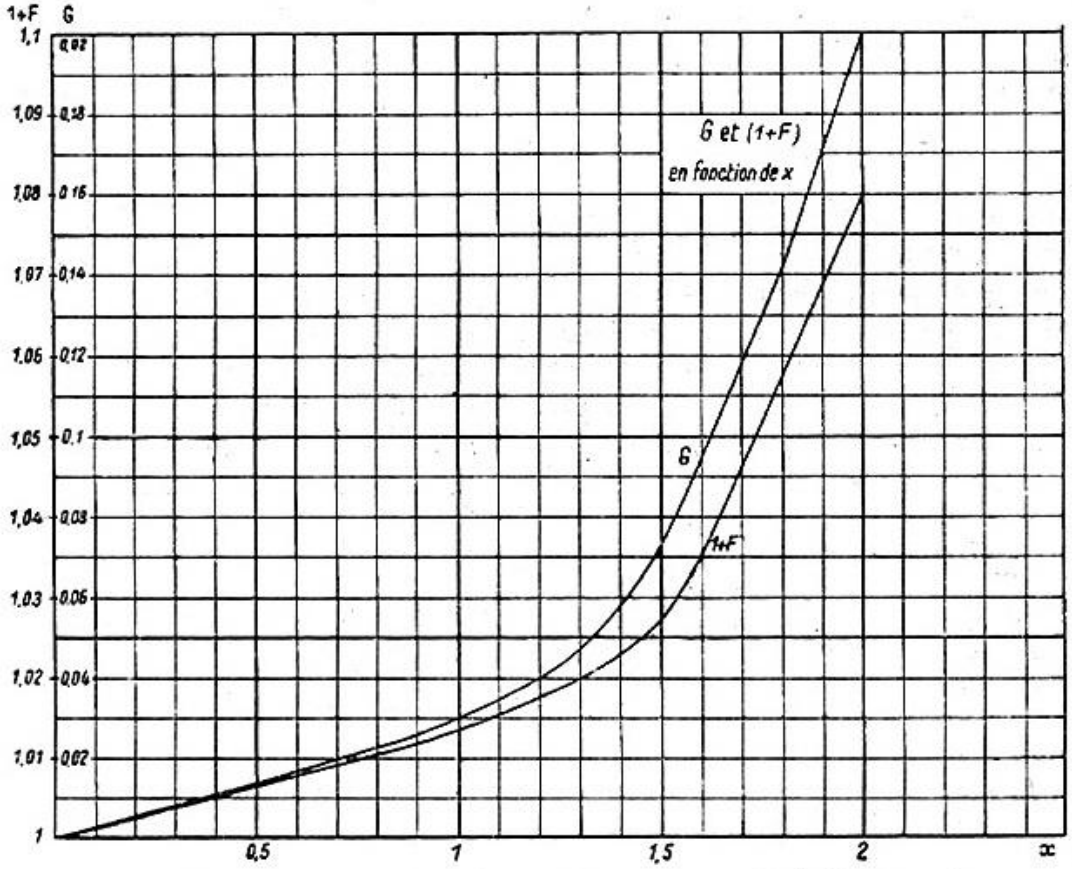


Fig. 96. — Détermination des coefficients G et (1 + F) pour le calcul de la résistance H.F.

Nous avons:

pour le cuivre:

$$\mu = 1 \qquad \rho = 1.800,$$

pour l'aluminium:

$$\mu = 1 \qquad \rho = 2.900.$$

Posons:

$$x = \pi d \sqrt{\frac{2\mu F}{\rho}}$$

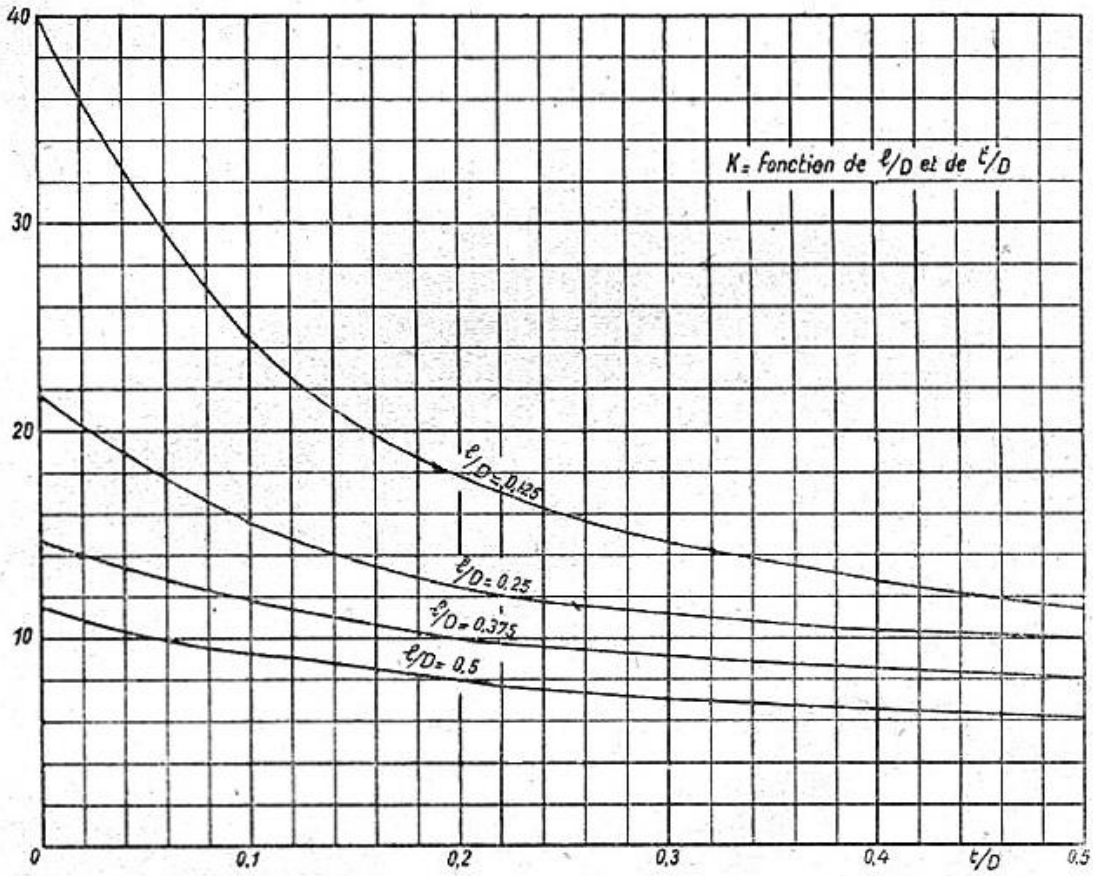


Fig. 97. — Détermination du facteur de forme K.

ou plus simplement:

pour le cuivre:

$$x = 0{,}33\ d\sqrt{f}$$

pour l'aluminium:

$$x = 0{,}26\ d\sqrt{f}$$

La courbe de la figure 96 permet de déterminer $1 + F$ en fonction de x. Nous déterminons ainsi l'influence du fil.

La courbe de gauche de la figure 96 donne également la valeur de G. La valeur maximum que nous admettrons sera $G = 0{,}2$, correspondant à $x = 2$, et à $1 + F = 1{,}08$, c'est-à-dire à un fil dont la résistance à la fréquence f diffère de 8 % de la résistance en continu.

Les courbes de la figure 97 donnent le coefficient K en fonction de t/D et de l/D. Ce facteur est bien un facteur de forme.

Exemple de calcul.

Prenons le cas d'un bobinage pour M.F. 472 kHz, de 360 µH. En utilisant un noyau de fer droit courant, de perméabilité 1,8, il faudra une self-induction à air telle que:

$$360\ \mu H = \mu La$$
$$La = 200\ \mu H.$$

Prenons une bobine dont les cotes soient:

$$t = 4\ mm.$$
$$l = 7\ mm.$$
$$D = 17\ mm.$$

La bobine sera construite sur un mandrin de 9 mm. Il faudra 125 spires.

Nous choisirons un fil de 0,2 mm. aluminium, émail, 2 couches coton ou rayonne.

On a

$$x = 0{,}26 \cdot 0{,}2 \cdot \sqrt{472} = 1{,}12$$

Par suite

$$1 + F = 1{,}016$$
$$G = 0{,}036.$$

La résistance du fil diffère de 1,6 % de celle en continu, *si le fil n'est pas enroulé.*

On a de plus:

$$\frac{t}{D} = 0{,}235 \qquad \frac{l}{D} = 0{,}41.$$

En sous reportant à la figure 98, on a:

$$K = 8{,}5$$

Finalement on a:

$$Rf = Rc \left(1{,}016 + 0{,}009\ (8{,}5 \cdot 125 \cdot \frac{0{,}2}{17})^2 \right)$$
$$Rf = 2{,}4\ Rc.$$

La longueur de fil nécessaire est de 4,90 mètres; la résistance est de 0,88 Ω/m, soit une résistance d'enroulement de 4,35 Ω. La résistance à 472 kHz sera de:

$$Rf = 2{,}4 \cdot 4{,}35 = 10{,}5\ \Omega.$$

La bobine, avec son noyau présente une réactance de:

$$L\omega = 360 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 472 \cdot 10^3 = 1070\ \Omega.$$

Le coefficient de surtension sera donc de:

$$\frac{1070}{10,5} = 101.$$

On voit que l'on obtient une valeur presque équivalente à celle d'un bobinage d'avant-guerre.

La capacité d'accord est de 315 $\mu\mu$F, l'impédance à la résonance est de

$$\frac{L}{RC} = \frac{360 \cdot 10^{-6}}{10,5 \cdot 315 \cdot 10^{-12}} = 110.000\ \Omega \text{ environ.}$$

Avec un indice de couplage de 0,8, le coefficient de transmission est

$$K_T = 0,49$$

et l'impédance du transformateur est de:

$$Zd = 0,49 \cdot 110.000 = 54.000\ \Omega.$$

Avec une 6K7 ou une 6M7 et avec une pente de 1,4 le gain atteint 75, soit 37,6 db.

Conclusion.

L'emploi de bobines en fil d'aluminium plein est possible à condition de travailler soigneusement le facteur de forme. Il permet de réaliser des bobinages à fer sensiblement équivalent à de bons bobinages à air en fil divisé.

Dans les circonstances actuelles (Novembre 1941) cette possibilité semble être sérieusement à envisager. Elle permettrait de réaliser des postes récepteurs plus économiques, et présentant un rendement équivalent aux postes actuels basés sur l'emploi du fil divisé.

On peut également étudier des circuits H.F. dans lesquels une étude poussée du couplage permettrait des gains d'entrée de l'ordre de 20 db., ce qui finalement conduirait à des récepteurs supérieurs en sensibilité et sélectivité aux appareils actuels.

Il va sans dire que les études de circuits utilisant du cuivre permettrait mieux encore. Il n'est pas interdit d'y songer...

CHAPITRE XIV

OSCILLATEUR A GRANDE STABILITÉ

Le problème peut se poser assez souvent de réaliser des oscillations à grande stabilité, soit pour des mesures de fréquence en valeur absolue, soit pour des réceptions plus stables, soit pour toutes autres applications. Sans prétendre égaler le quartz, on peut arriver à des résultats intéressants, par exemple de l'ordre du 1/20.000e avec quelques précautions assez simples. Pour y parvenir, on devra réaliser un certain nombre de conditions :

a) Utiliser un montage stable par lui-même;

b) Se trouver près de la limite d'entretien;

c) Ne pas charger l'oscillateur;

d) Utiliser un circuit oscillant qui présente *en fonctionnement* le plus grand Q possible.

Choix du circuit.

Abstraction faite de quelques montages spéciaux tels que le dynatron, celui qui, par son principe même, présente la plus grande stabilité est sans contredit l'E.C.O. penthode (fig. 98).

En effet, dans un tel dispositif, le circuit anodique dans lequel se trouve la charge est complètement séparé du circuit de grille. Les conditions d'entretien sont définies par la grille-écran, et celles-ci ne sont pas critiques. Les conditions *a* et *b* sont donc remplies. Par ailleurs, vu l'indépendance des circuits, la partie oscillatrice proprement dite (circuit grille) n'est pas chargée (condition *c*).

Enfin, le Q du circuit oscillant pilote peut être élevé. En effet, considérons le montage classique avec résistance de grille en shunt ou en série (fig. 99 *a* et *b*), ces deux dispositions étant équivalentes au point de vue amortissement. Avec une résistance de grille de 100 kΩ on a, sur 200 kHz, avec une capacité d'accord de 300pF et un Q de circuit de 120 :

$$L = 2100 \text{ pH} \qquad Ro = 22\,\Omega$$

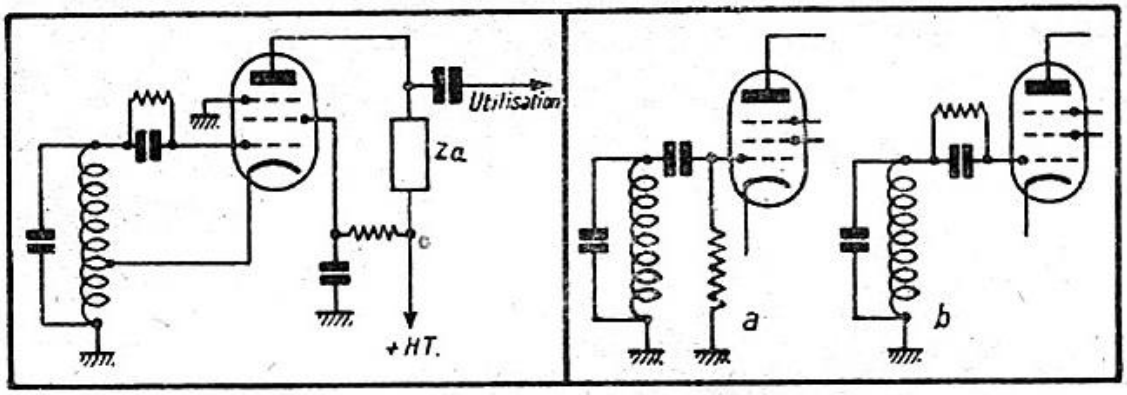


FIG. 98 (*à gauche*). — Montage E.C.O. classique. Le condensateur de découplage de la grille-écran doit avoir une faible réactance.
FIG. 99 (*à droite*). — La résistance de grille peut être montée en shunt (*a*) ou en série (*b*). L'amortissement est le même. L'accrochage est meilleur dans le second cas.

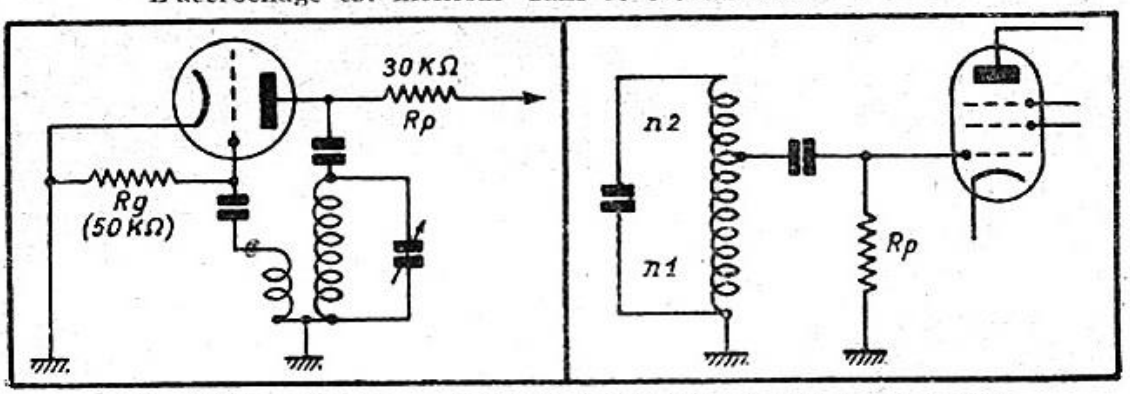


FIG. 100 (*à gauche*). — Montage oscillateur classique. Le circuit oscillant est très amorti.
FIG. 101 (*à droite*). — La prise de grille définit un autotransformateur. On a une adaptation d'impédance.

Ro représentant la résistance du circuit à vide. En montage oscillateur avec 100 KΩ en parallèle, la résistance Ro s'accroît de Rs, tel que

$$Rs = \frac{L^2 \omega^2}{Rp} = 70\ \Omega$$

$$Rtot = Ro + Rs = 70 + 22 = 92\ \Omega$$

$$Q = \frac{2650}{92} = 29$$

Envisageons un montage oscillateur normal (fig. 100). L'obligation de shunter le circuit oscillant par une résistance plus faible (alimentation plaque) impose, avec les valeurs de la figure, c'est-à-dire Rp = 30 KΩ :

$$R's = 233\ \Omega$$

$$R'tot = Ro + R's = 233 + 22 = 255\ \Omega$$

$$Q' = \frac{2650}{255} = 10$$

En première approximation, on pourra considérer que la stabilité sera

$$\sqrt{\frac{Q}{Q'}}$$

fois plus grande, soit, dans le cas considéré, 1,7 fois plus grande.

Diminution de la résistance d'amortissement.

Nous pouvons augmenter fictivement la résistance d'amortissement en branchant le circuit grille sur une prise intermédiaire du bobinage. En effet, dans le montage de la figure 101, en appelant N le rapport de transformation de l'autotransformateur formé par le bobinage avec sa prise, on a :

$$N = \frac{n_1 + n_2}{n_1}$$

$$Rg = N^2\ Rp$$

Prenons une prise aux 2/3 du nombre de spires total, alors $N = 3/2$ et

$$Rg = \frac{9}{4} 100\ K\Omega = 225\ K\Omega$$

$$Rs = 14\ \Omega \qquad Rtot = 14 + 22 = 36\ \Omega$$

$$Q = \frac{2650}{36} = 74$$

et la stabilité devient :

$$\frac{74}{10} = 2{,}7$$

fois plus grande.

Déphasage.

Cependant, la grille n'est plus dans la position de phase convenable pour assurer un bon entretien des oscillations. Pour rétablir l'équilibre, nous la monterons par l'intermédiaire d'une résistance série. En première approximation, celle-ci sera prise égale à la résistance de la partie de tête du bobinage à la fréquence considérée.

Ainsi, dans notre exemple, la partie du bobinage chargée par la grille représente les $(2/3)^2$ de la self-induction totale, soit :

$$\frac{2100.\ 4}{9} = 935\ \mu H$$

la partie libre représente :

$$2100 - 935 = 1165\ \mu H.$$

La résistance de cette portion est de :

$$L\omega = 2\ \pi.\ 200.\ 10^3.\ 1.165.\ 10^{-3} = 2070\ \Omega$$

On prendra une résistance de compensation de 2000 Ω (fig. 102).

Essai de stabilité.

Il est nécessaire de posséder un oscillateur étalon dont on soit sûr de la stabilité. Certaines stations d'émission, en particulier anglaises, peuvent, sous ce rapport, être considérées comme des étalons de fréquence.

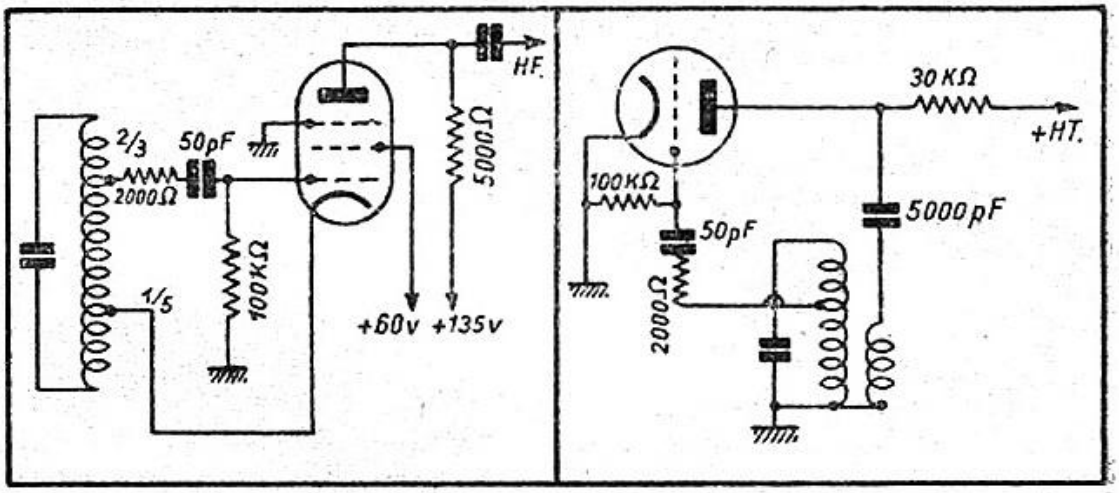


FIG. 102 (*à gauche*). — Montage E.C.O. complètement stabilisé.
FIG. 103 (*à droite*). — Montage normal stabilisé.

On règle un récepteur sur la station (ou sur l'étalon) puis on fait interférer l'oscillation à vérifier de manière à obtenir un battement audible, à 1000 Hz par exemple.

On fait alors varier le paramètre envisagé (température, tensions d'alimentation, etc...) pour l'oscillateur en essai. Auparavant on a réglé un hétérodyne B.F. à l'émission avec le battement précité.

Lorsque la fréquence varie, on décèle une variation de la note de battement. On ramène à l'unisson en agissant sur l'hétérodyne B.F.

Dans le cas qui a été traité pratiquement plus haut, la fréquence de référence (200 kHz) était fournie par Droitwich (stabilité $< 10^{-9}$). Les résultats ont été les suivants pour une

variation de 20% de la tension d'alimentation (entre 100 et 120 volts) :

a) Hétérodyne du commerce, grande marque, considérée comme très stable :

$$\Delta f = 100 \text{ Hz.}$$

$$\text{stabilité} = \frac{100}{200.000} = 5.10^{-4}.$$

b) Hétérodyne E.C.O. ordinaire.

La résistance de grille est de 150 kΩ. La méthode de calcul indiquée permet de supposer que Q = 50, la stabilité devant être 2,2 fois meilleure. On a :

$$\Delta f = 50 \text{ Hz}$$

$$\text{stabilité} = \frac{50}{200.000} = 2510^{-4}.$$

En bon accord avec la formule.

c) Hétérodyne E.C.O. compensée.

Résistance de grille 150 kΩ. Q = 95. La stabilité doit être 3,1 fois supnrieure (Δf = 32 Hz). En fait :

$$\Delta f = 15 \text{ à } 20 \text{ Hz.}$$

$$\text{stabilité} = \frac{15 \text{ à } 20}{200.000} = 7{,}5 \text{ à } 10.10^{-5}$$

La stabilité est nettement supérieure à 1/10.000e.

Si la tension d'alimentation (en H.T. seulement) est légèrement stabilisée, on peut ainsi arriver à une dérive de quelques périodes et on arrive presque à la constance d'un quartz.

Autres montages.

Le procédé appliqué ci-dessus est applicable à d'autres montages. La figure 103 en est un exemple. Avec les valeurs indiquées, on aurait, par rapport au montage classique de la figure 100, les conditions suivantes (en tenant compte du circuit de réaction) :

$$Rs = 41\ \Omega \qquad Rtot = 63\ \Omega$$

$$Q = \frac{L\omega}{Rtot} = 42.$$

$$\text{gain de stabilité} = \sqrt{\frac{42}{10}} = 2$$

CHAPITRE XV

LES SELF-INDUCTANCES B. F.

Les self-inductances B.F. sont le plus souvent utilisées comme bobines de filtrage pour les alimentations sur secteur, plus rarement comme impédances d'anode dans certains montages d'amplificateurs, et enfin comme circuits oscillateurs : E.C.O. en particulier, mais aussi *Hartley* ou *Colpitts*.

Schéma électrique équivalent.

Le schéma électrique équivalent d'une self-inductance apparaît sur la figure 104, dans laquelle L est la valeur de la self-induction (en Henrys), R_1 la résistance ohmique, Co la capacité dite répartie. Cette dernière, trop souvent négligée, provient de la capacité entre spires; elle peut être plus grande qu'on ne le suppose en général.

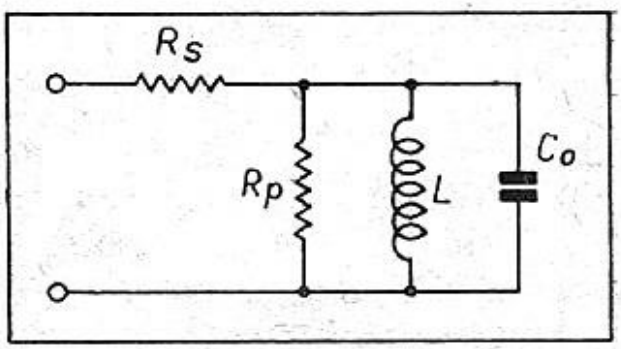


Fig. 104. — Schéma du circuit équivalent à une self-inductance réelle.

D'autre part, il a été figuré en R*p* un élément d'amortissement provenant des pertes dans le fer qui peuvent être chiffrées sans trop de difficultés et ramenées sous la forme d'une résistance d'amortissement.

a) Résistance. — Dans les conditions d'emploi où la capacité répartie peut être négligée (sef-inductance fonctionnant loin de sa fréquence propre de résonance), on peut définir une résistance effective égale à :

$$R = Rs + \frac{L^2 \omega^2}{Rp}$$

Le coefficient de surtension du bobinage sera à la fréquence $f = \omega/2\pi$:

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{\frac{Rs}{L\omega} + \frac{L\omega}{Rp}}$$

Rp est pratiquement (dans de grandes limites) indépendant de la fréquence. Il existe une fréquence privilégiée pour laquelle le dénominateur de l'expression précédente présente sa plus petite valeur. On doit alors avoir :

$$\frac{Rs}{L\omega_n} = \frac{L\omega_n}{}$$

D'où

$$\omega_n = \frac{\sqrt{Rs\,Rp}}{L}$$

Ces relations permettent de se rendre compte que la résistance en continu n'a pas toujours besoin d'être extrêmement diminuée, puisque Rp peut prendre une valeur relativement grande, ce qui permet souvent de réaliser des économies constructives.

b) Capacité. — La capacité répartie peut être déterminée, sans grande précision d'ailleurs, en calculant la capacité de deux couches moyennes, et en divisant la valeur obtenue par le nombre de couches. Le diélectrique est égal à l'isolant entre couches (en général deux couches d'émail ou deux couches d'émail et un papier). La capacité peut alors être calculée par la formule :

$$C = \frac{0{,}0885\ K\,S}{e}$$

où K est la constante diélectrique de l'isolant (égale à 2,5 pour le papier ou à 3,5 pour l'émail), S la surface en regard (en cm^2) et e l'épaisseur du diélectrique en centimètres.

De mesures effectuées sur des enroulements bifilaires, on peut conclure que, pratiquement, avec du fil émail normal la *capacité répartie est de* 35 *à* 40 *pF par mètre de fil d'enroulement.*

c) Self-induction. — Dans les cas habituels d'emploi des self-inductances, on se donne leur valeur en Henrys. Dans le cas où l'on désire réaliser un circuit oscillant B.F., une bonne valeur empirique pourra être déterminée par la formule :

$$L = \frac{1568}{f)^{1,25}}$$

où L est en Henrys, et f en Hertz. On peut remarquer que cette valeur se recoupe en général assez bien avec la valeur correspondant au Q maximum défini précédemment. Quoi qu'il en soit, il est prudent de tabler sur les valeurs suivantes de Q pour les circuits usuels en tôle 1,6 W :

$Q \leqslant$ 8 circuits 45 × 37,5 × 15
$Q \leqslant$ 12 circuits 60 × 50 × 20

Détermination des éléments.

Résistance Rs. — Celle-ci se calcule aisément en tenant compte de la spire moyenne, de la longueur totale de l'enroulement et du diamètre du fil utilisé. On trouvera, dans la table I, les valeurs de la résistance du fil de cuivre pour les diamètres courants.

Résistance Rp. — Il est nécessaire de la déterminer, car sa valeur est très difficile à calculer directement. L'appareillage

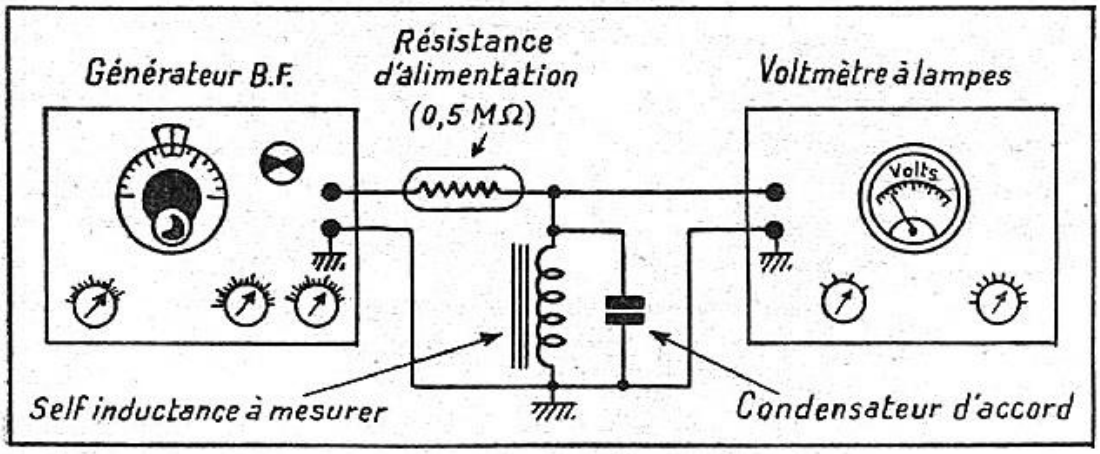


Fig. 105. — Méthode utilisée pour relever la courbe d'un circuit oscillant B.F.

nécessaire se compose d'un générateur B.F., à fréquence variable, pouvant fournir une tension d'une cinquantaine de volts, d'un voltmètre électronique (sensibilité 1,5 V), d'une résistance de forte valeur (0,5 MΩ par exemple) et du circuit accordé constitué par une self-inductance d'essai et par un condensateur en parallèle (fig. 105).

L'alimentation du circuit oscillant se fait à courant constant, et le voltmètre permet de lire la tension aux bornes et, par suite, de relever la courbe de résonance. En partant de celle-ci, on détermine la valeur de la self-induction par la relation classique dans laquelle C est exprimée en Farads et L en Henrys :

$$C L \omega^2 = 1$$

On lit f sur l'hétérodyne B.F.; on connait C, que l'on a choisi assez grand afin de pouvoir négliger la capacité répartie et les capacités parasites. Finalement, on obtient Q en utilisant les formules du paragraphe 9 de la page 18. Rs est connu, soit par une mesure directe, soit par le calcul. De ces divers éléments, on tire la valeur de Rp puis la valeur de Q max. et de la fréquence correspondante.

Self-induction. — Dans le cas d'une bobine à grand entrefer, on peut calculer aisément, et d'une façon assez précise, la valeur de la self-induction au moyen de la formule :

$$L = \frac{4 \pi n^2 s}{a} 10^{-9}$$

L en Henrys;
n nombre de spires;
s section de l'entrefer en centimètres carrés;
a largeur de l'entrefer en centimètres.

Dans le cas d'une bobine *sans aucun entrefer* (à entôlage croisé), le calcul est extrêmement difficile, et il est bien préférable d'effectuer une mesure directe, avec différents nombres de tours, et de tracer la courbe de L en fonction de n pour le circuit magnétique considéré.

Dans le cas d'une bobine avec petit entrefer, parcourue par un courant continu, on utilise la méthode de *Hanna*, dans laquelle on obtient finalement une valeur

$$\frac{L I^2}{V} \text{ en fonction de } \frac{N}{l}$$

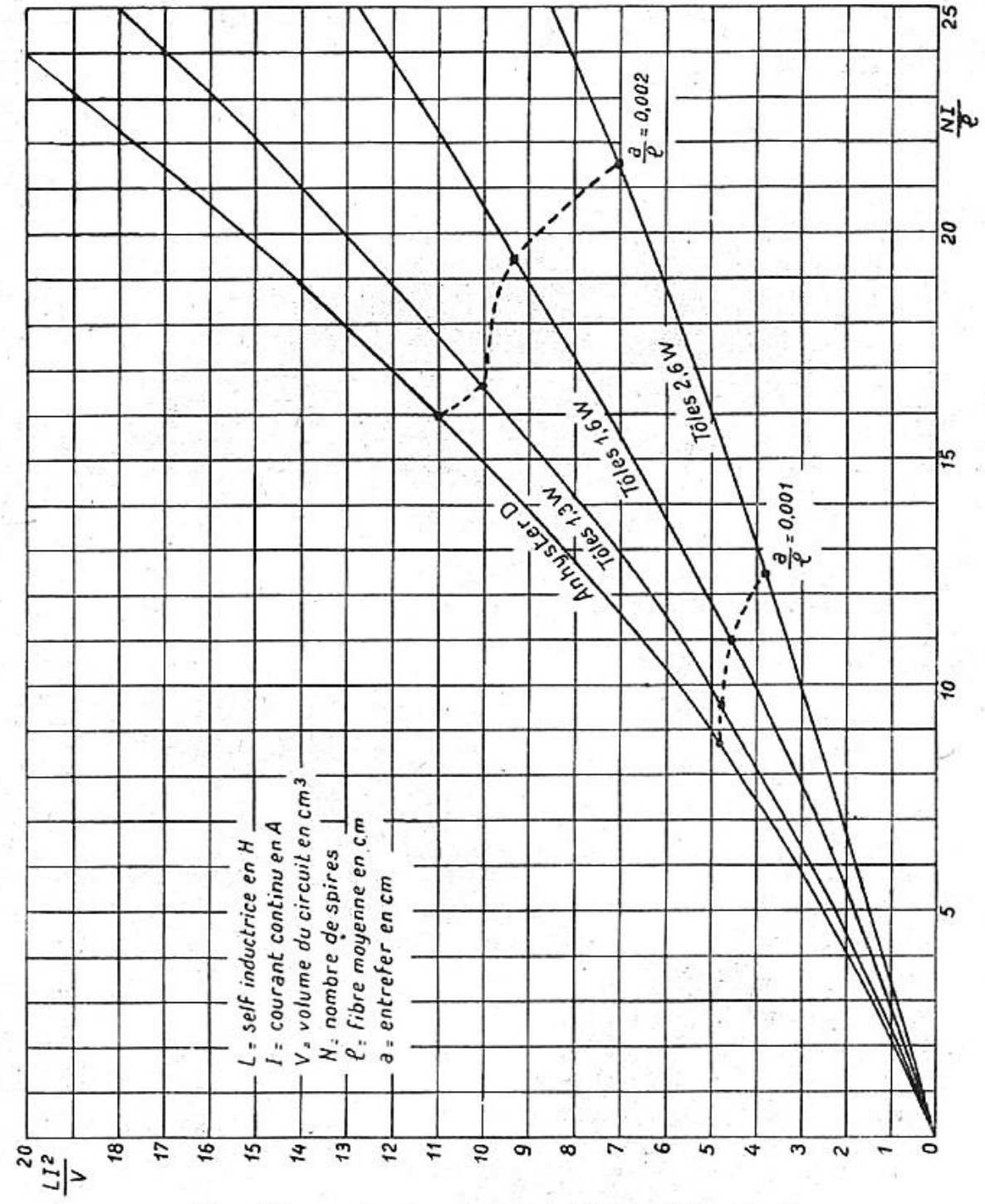


Fig. 106. — Courbes donnant LI^2/V, NI/L et a/l pour diverses qualités de tôles.

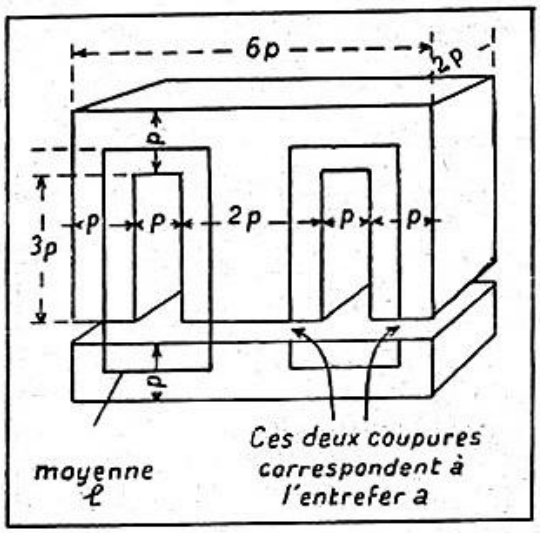


Fig. 107. — Cotes d'un circuit standard.

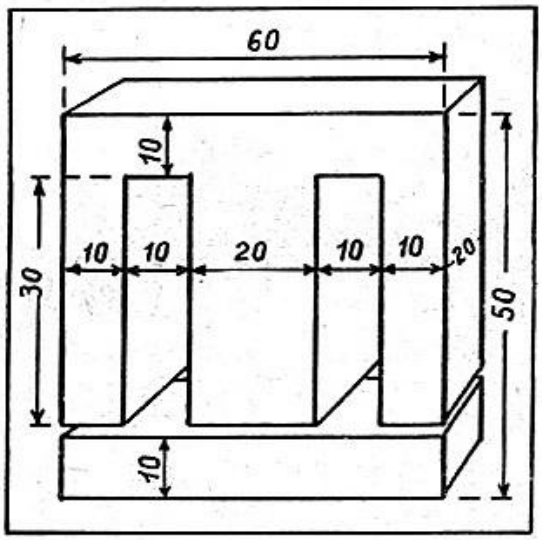


Fig. 108a. — Circuit 60×50×20.

Les courbes de la figure 106 donnent ces valeurs pour diverses qualités de tôles et fournissent également la valeur a de l'entrefer à prévoir.

Observations importantes. — L'entrefer dit « naturel » correspond à une valeur de 6 à 7/100 environ dans un circuit classique EI (fig. 107). Il en découle que, pour un circuit standard de 60 × 50 (fig. 108 *a*), la valeur de a/l est de 0,001 pour le circuit à entrefer minimum, d'où des valeurs de NI/l = 12,5 (tôle 2,6 W), 11 (tôle 1,6 W), 7,5 (tôle 1,3 W) ou 8 (Anhyster D). Ces valeurs imposent une intensité fictive I correspondante, qui devra être utilisé lors de la détermination de LI^2/V.

Dans le cas d'un circuit magnétique de 45 × 37,5 (fig. 108 *b*), l'entrefer naturel correspondrait à a/l = 0,0017 environ, etc.

Cette interprétation physique explique des écarts considérables souvent observés entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées. Bien appliquée, cette méthode est exacte à quelques pour cent près (± 5 % pour un calculateur exercé).

La valeur de l'entrefer définit la self-induction maximum pour le courant maximum. Si le courant augmente, l'entrefer restant constant, la self-induction diminue. La figure 109 donne des valeurs de self-induction, en fonction du nombre de tours mesurés, pour deux circuits magnétiques standard, et pour des courants pouvant atteindre les valeurs indiquées sur les courbes.

On peut constater que la self-induction varie sensiblement avec le carré du nombre de tours, ainsi que le laisse prévoir la relation classique :

$$L = K\ n^2$$

où K est un coefficient de proportionnalité.

En faisant varier la longueur de l'entrefer, on peut régler d'une manière précise la valeur de la self-induction, celle-ci étant d'autant plus petite que l'entrefer est plus grand, jusqu'à une limite qui est atteinte avec un entrefer maximum obtenu en supprimant la barrette.

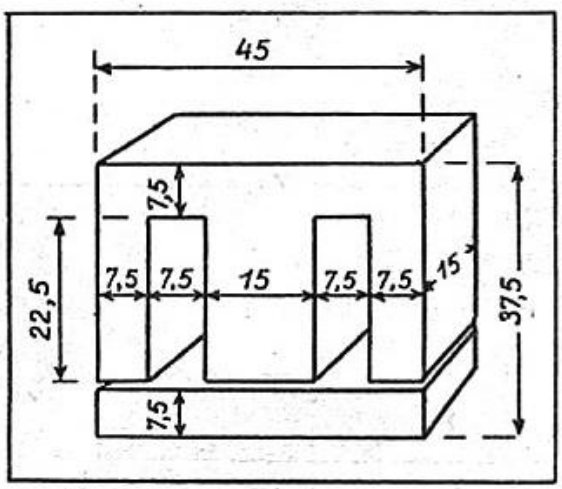


Fig. 108*b*.— Circuit 45×37,5×15.

Cet entrefer est défini sur la figure 110. On trouvera dans l'exemple pratique une telle valeur limite.

La fréquence s'élève en même temps que l'entrefer augmente, Q max restant lui-même pratiquement constant. Il diminue de 5 à 6 % entre la valeur de self-induction correspondant à l'entrefer naturel et celle correspondant au cas limite de la figure 110. Si f_1 est la fréquence correspondant à la self-induction L_1 et f_2 celle correspondant à la self-induction L_2 obtenue

à partir de L_1 *uniquement par variation d'entrefer,* on a avec une bonne approximation :

$$f_2 = f_1 \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

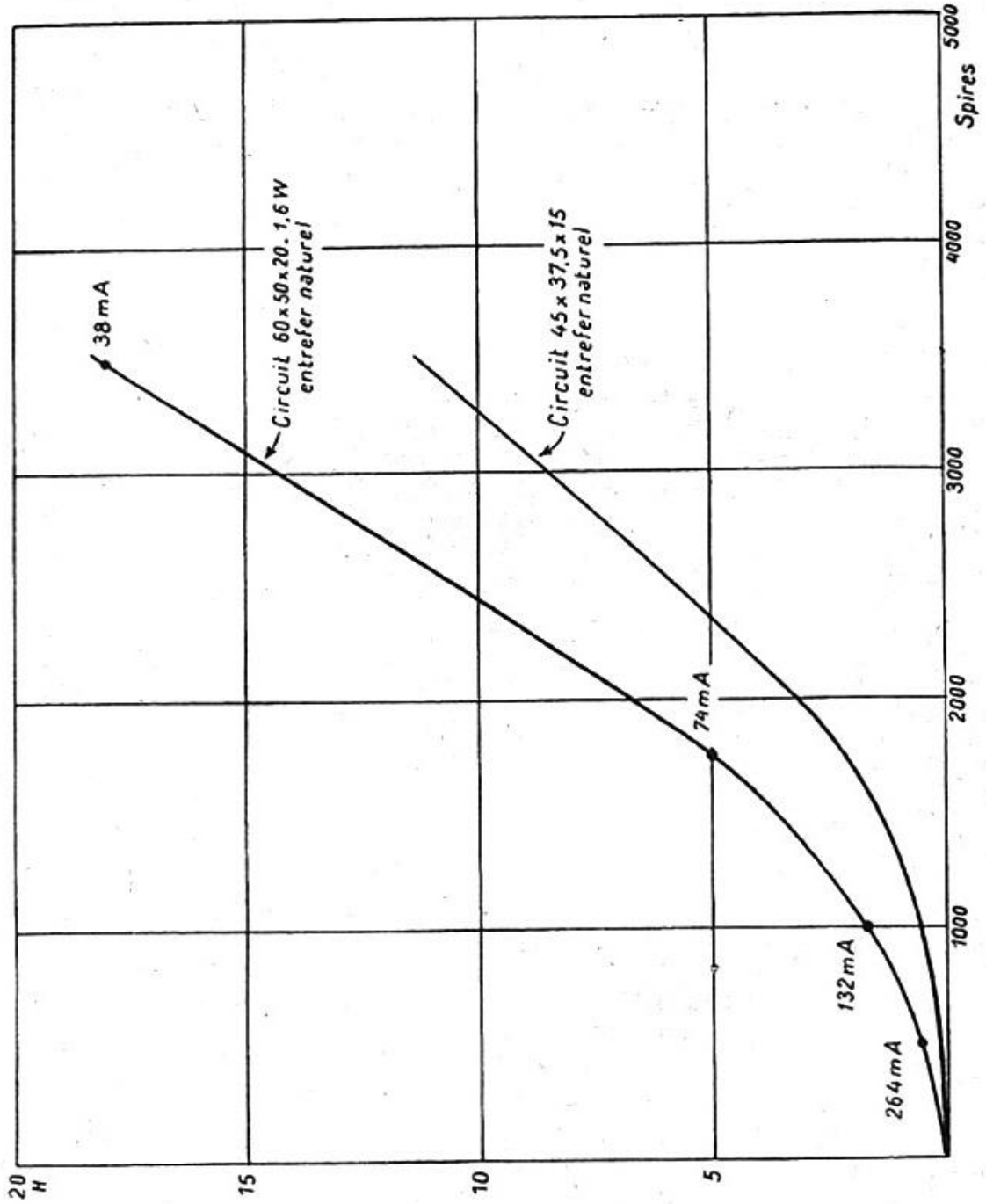


Fig. 109. — Valeurs expérimentales de la self-induction en fonction du nombre de spires pour les circuits magnétiques

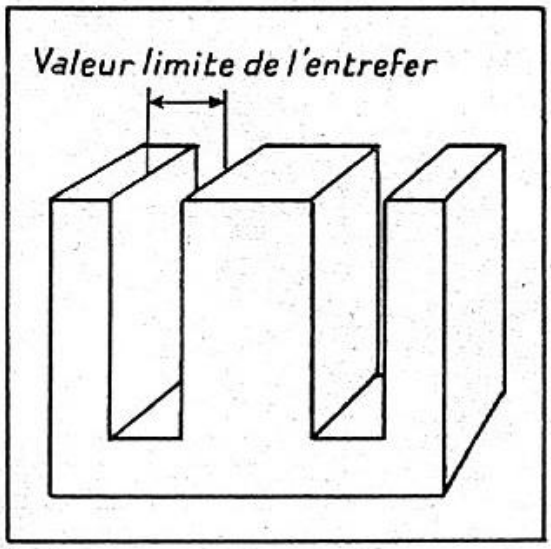


Fig. 110. — Une valeur d'entrefer souvent utilisée pour des circuits oscillateurs.

Exemples de détermination d'une self-inductance.

1° *Oscillateur B.F. à 800 Hz.*

Montage utilisé. — Il est possible de prévoir plusieurs montages oscillateurs : *Hartley* (fig. 111), *Colpitts* (fig. 112), *Eco* (fig. 113). Dans le cas d'utilisation d'un bobinage à prise, on calculera aisément les données numériques en se reportant aux indications du chapitre II (pages 33 et suivantes).

Valeurs de base. — On commence par déterminer la valeur optimum de la self-induction :

$$L = \frac{1568}{(800)^{1.25}} = \frac{1568}{4150} = 0{,}38\ H$$

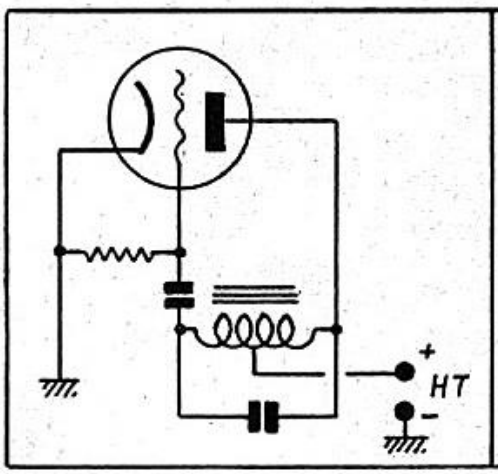


Fig. 111. — Oscillateur Hartley.

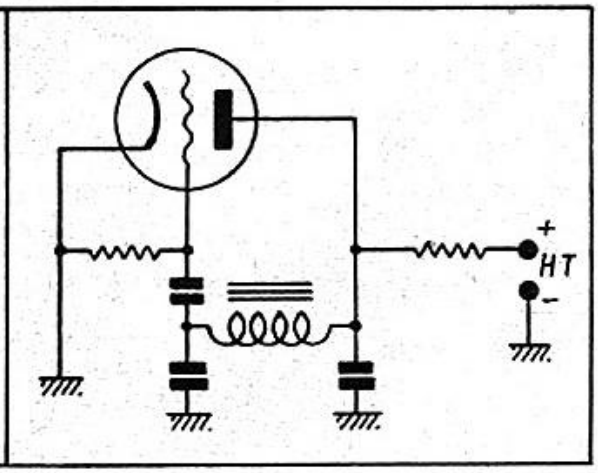


Fig. 112. — Ce qu'on appelle un Colpitts et qui n'est en réalité qu'un Hartley.

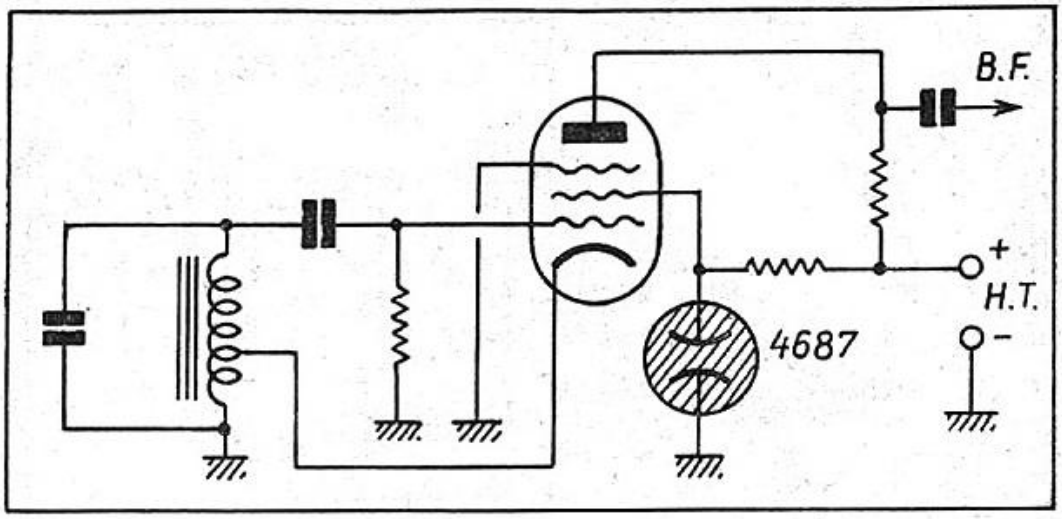


Fig. 113. — Oscillateur B.F. du type E.C.O. stabilisé.

La capacité effective d'accord se calcule suivant la formule de Thomson :

$$CL\omega^2 = 1$$

d'où l'on tire

$$C = 0{,}105\ \mu F$$

On pourra prendre par suite :

$$L = 0{,}4\ H \text{ et } C = 0{,}1\ \mu F$$

Calcul pratique de la self-inductance. — Il est recommandé de choisir un circuit avec un entrefer assez grand, afin d'obtenir une bonne précision de réalisation. On prendra une cale de 1 mm., ce qui donne 2 mm. d'entrefer. En choisissant un circuit standard $60 \times 50 \times 20$, on a :

$$L = 0{,}4\ H \qquad s = 4\ cm^2 \qquad a = 0{,}2\ cm.$$

d'où :

$$L = \frac{4\pi n^2 S}{a}\ 10^{-9}$$

$$n = 1.270 \text{ spires}$$

La longueur de la spire moyenne (fig. 114) étant de 12 cm., nous avons une longueur totale de fil de :

$$1.270 \times 0{,}12 = 152 \text{ mètres}$$

Choisissons un diamètre moyen, 13/100 par exemple. La résistance de ce fil étant de 1.350 ohms au kilomètre, la résistance en continu Rs sera de 200 ohms.

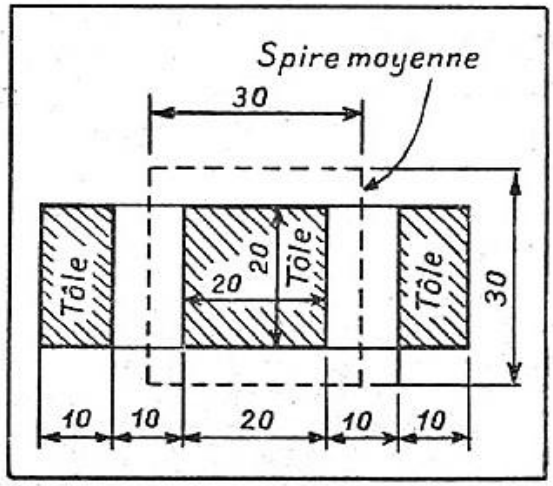


Fig. 114. — Cotes de calcul sur tôle 60 × 50 × 20.

La capacité répartie est de :

$$152 \times 35 = 5.400 \text{ pF}$$

Valeur négligeable devant la capacité d'accord.

Calcul de Q. — On réalise le bobinage, sur carcasse, des 1.270 spires en fil 13/100, en intercalant un papier cristal (4/100) par couche, ce qui a pour effet de diminuer encore la capacité répartie. On entôle la self-inductance *sans ménager d'entrefer* (entrefer naturel). On réalise un circuit oscillant en branchant aux bornes un condensateur fixe d'assez forte valeur (50.000 *p*F), puis on relève la courbe de résonance comme il a été dit précédemment. La figure 115 donne un tracé expérimental de ces valeurs.

La tension correspondant à la résonance ($f = 510$ Hz) est de 1,74 V, la 1/2 valeur est de 0,87 V, pour laquelle la largeur de la courbe est de 90 Hz. Par suite :

$$2\,\Delta f = 90$$
$$f = 510$$

$$S = \frac{1}{2} = \frac{1}{\sqrt{\left(Q\,\frac{2\,\Delta f}{f}\right)^2 + 1}}$$

d'où $$Q = 10$$

On a maintenant :

$$Q = 10 = \frac{1}{\frac{200}{L\,\omega} + \frac{L\,\omega}{Rp}}$$

En déterminant L par la formule de Thomson, en tenant compte que :

$C = 50 \cdot 10^{-9}$ Farad $\omega = 2\pi \cdot 510 = 3.200$,

on tire : $L = 2$ H et $Rp = 94.000\ \Omega$

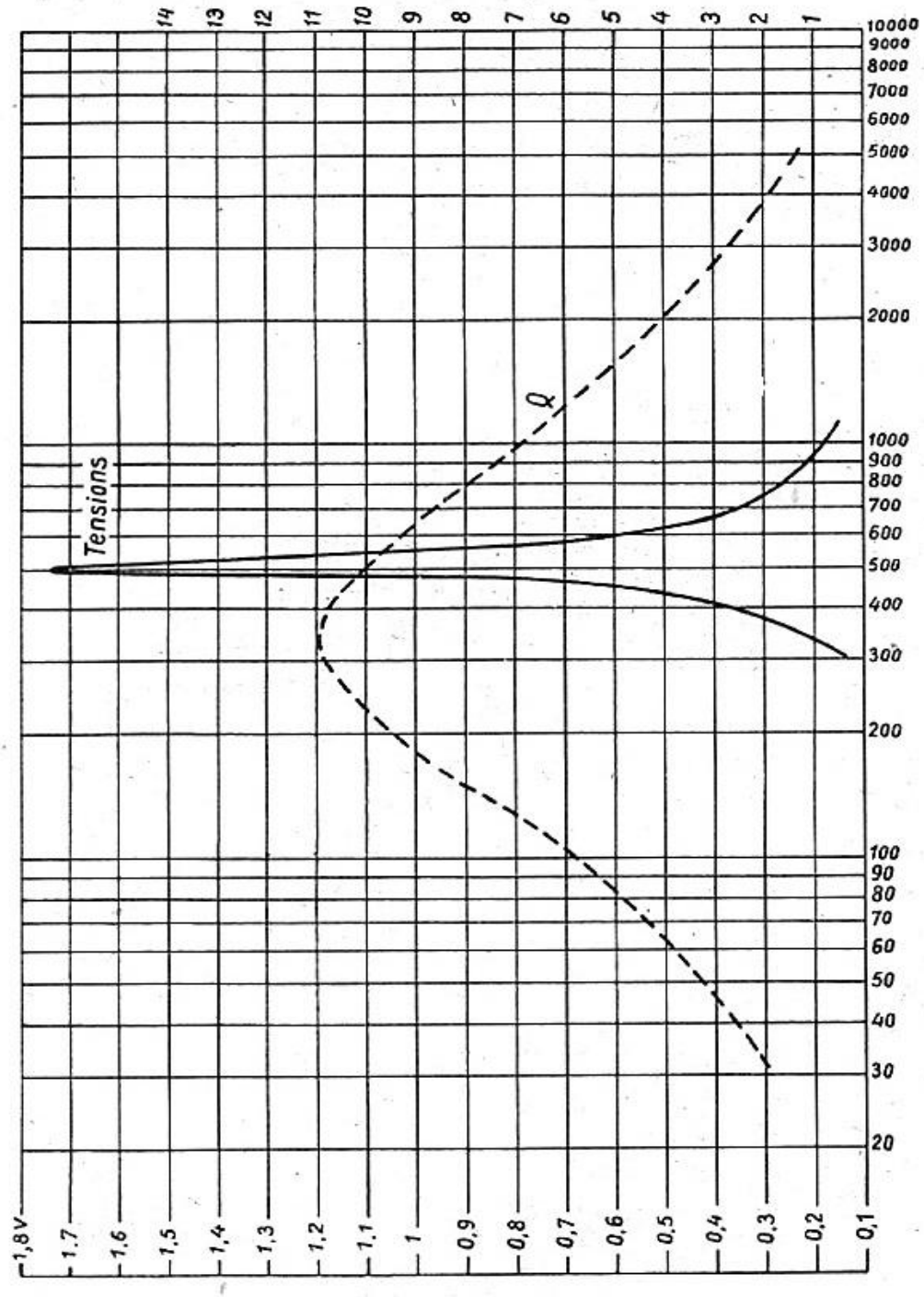


Fig. 115. — Un exemple de relevé expérimental et du calcul de Q par la méthode de la figure 105.

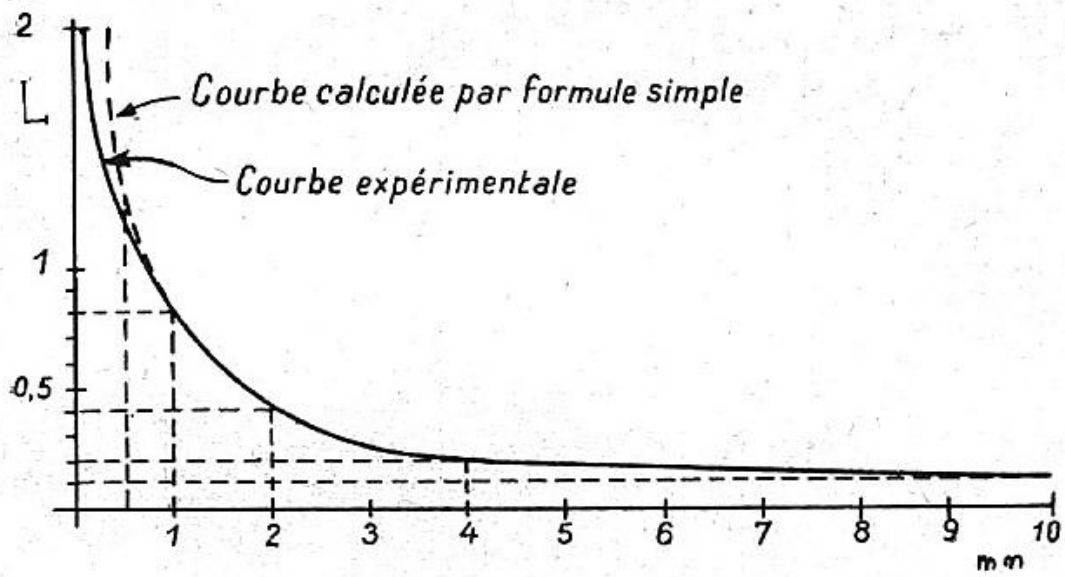


Fig. 116. — Courbe de la self-induction en fonction de l'entrefer.

On peut calculer *fm* :

$$fm = \frac{\sqrt{Rs\ Rp}}{2\pi L} = \frac{\sqrt{18{,}8\ 10^6}}{2\pi 2} = 350\ Hz$$

On tire Q*m* :

$$Qf = \frac{2\ Qm}{\frac{f}{fm} + \frac{fm}{f}} \qquad Qm = \frac{1}{2} Qf \left(\frac{f}{fm} + \frac{fm}{f}\right)$$

$$Qm = 11$$

On peut, par la formule précédente, calculer Q*f* pour différentes fréquences; la courbe ainsi *calculée* est portée sur la figure 115.

Pour un entrefer de 2 mm., déterminé précédemment, et pour une valeur de self-induction de 0,4 H, on peut déterminer la fréquence *f'm* telle que :

$$f'm = fm \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

avec :

$$L_1 = 2\ H \qquad L_2 = 0{,}4\ H$$

Comme *fm* est trouvé égal à 350 Hz, et que :

$$\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = 2{,}25$$

on a finalement :

$$fm = 350 \,.\, 2{,}25 = 790 \text{ Hz}$$

soit 800 Hz, ce qui vérifie les indications déjà données.

Observations. — Les valeurs indiquées ci-dessus correspondent à des essais effectivement réalisés en suivant scrupuleusement la méthode de calcul indiquée. On a donc finalement pour un circuit 60 × 50 × 20 mm. en tôle de 1,6 W :

L = 0,4 H
Rs = 200 Ω
Q = 11
n = 1.270 spires 13/100
a = 2 mm. (cale carton 1 mm.)

Self-induction en fonction de l'entrefer. — La courbe de la figure 116 donne la valeur de la self-induction en fonction de l'entrefer, pour le circuit calculé précédemment. La courbe en traits ponctués correspondrait à l'application de la formule simple :

$$L = \frac{4\,\pi\,n^2\,S}{a}\,10^{-9}$$

La valeur limite (entrefer de la figure 110) correspondant à un entrefer de 10 mm. est de : *L* = 0,08 H.

2° *Self-inductance de filtrage.*

Soit à déterminer une self-inductance de filtrage de 5 Henrys sous 90 mA. On cherche tout d'abord dans la table I la section du fil qui devra être utilisé. Pour une densité de courant de 3 A/mm², le débit indiqué correspond à un fil de 20/100 (dont le diamètre, isolant compris, sera de 22/100 environ). Ce fil a une résistance de 572 ohms au kilomètre.

Calcul du nombre de spires. — En se reportant à la figure 109, on voit que, pour un circuit 60 × 50 × 20, entrefer naturel, tôle 1,6 W, 5 H correspondent à 1.800 spires, mais avec un courant de 74 mA. Calculons le volume du circuit (fig. 108 *a*). On a immédiatement :

l = 12 cm.
V. = 48 cm³

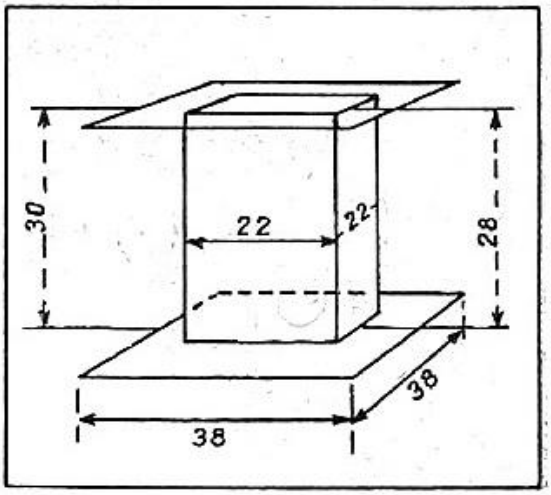


Fig. 117. — Cotes d'une carcasse carton.

On a maintenant :

$$\frac{L I^2}{V} = \frac{5 \quad 81 \quad 10^{-4}}{48} = 8{,}5 \quad 10^{-4}$$

On se reporte aux courbes de la figure 106 et on trouve $NI/l = 18{,}5$ et $a/l = 0{,}0018$, d'où :

$$N = 2.500 \text{ spires}$$
$$a = 0{,}21 \text{ mm.}$$

L'entrefer sera obtenu au moyen d'une cale de 7/100 (papier Kraft), car il faut tenir compte des petites inégalités des tôles et de la double coupure de l'entrefer. Il reste à vérifier si l'encombrement est satisfaisant. Les cotes de la carcasse sont sensiblement celles de la figure 117. On peut bobiner :

$$\frac{28}{0{,}22} = 125 \text{ spires}$$

par couche. Le bobinage doit comporter :

$$\frac{2500}{125} = 20 \text{ couches}$$

dont chacun présente une épaisseur (fil + papier cristal 4/100) approximativement égale à 0,3 mm. L'épaisseur totale est alors de 6 mm., ce qui tient dans les cotes indiquées. La longueur de la spire moyenne est de 12 cm. environ. La longueur de l'enroulement est donc de :

$$2.500 \cdot 0{,}12 = 300 \text{ mètres}$$

TABLE I

CARACTÉRISTIQUES DES FILS DE CUIVRE

Température 20°c $\alpha = 8{,}6$ $R = 18\ \Omega/km/mm$

Diamètre (millimètres)	Section (mm. carrés)	Ω / Km	Poids au km	Intensité admissible Ampères	
				3 A/mm²	4 A/mm²
10/100	0,00785	2.300	0,0675	0,023	0,031
11/100	0,00945	1.900	0,0815	0,028	0,038
12/100	0,0113	1.590	0,0970	0,034	0,045
13/100	0,0133	1.350	0,114	0,040	0,053
14/100	0,0154	1.170	0,132	0,046	0,062
15/100	0,0177	1.015	0,152	0,053	0,071
16/100	0,0200	890	0,172	0,060	0,080
17/100	0,0225	790	0,193	0,067	0,090
18/100	0,0255	705	0,219	0,076	0,102
19/100	0,0283	631	0,243	0,085	0,113
20,100	0,0314	572	0,270	0,095	0,1255
25/100	0,0492	365	0,423	0,148	0,197
30/100	0,0708	254	0,610	0,212	0,283
35/100	0,0964	187	0,830	0,289	0,386
40/100	0,1356	132,5	1,160	0,406	0,543
45/100	0,1585	113,5	1,370	0,475	0,634
50/100	0,1965	91,5	1,690	0,590	0,786
55/100	0,2375	75,8	2,640	0,712	0,950
60/100	0,2832	63,5	2,430	0,850	1,135
65/100	0,3312	54,4	2,850	1,000	1,325
70/100	0,3850	46,8	3,310	1,160	1,540
75/100	0,4420	40,8	3,800	1,330	1,820
80/100	0,5424	33,1	4,670	1,630	2,170
85/100	0,5660	29,5	4,850	1,698	2,264
90/100	0,6360	28,3	5,460	1,910	2,550
95/100	0,7100	25,5	6,100	2,130	2,840
100/100	0,7850	23,0	6,750	2,350	3,140

et la résistance est de :

$$572 \cdot 0{,}3 = 172{,}6 \text{ ohms}$$

soit 170 ohms à peu de chose près.

On peut résumer ci-dessous les caractéristiques de la self-inductance :

L = 5 H
Io = 90 mA
R = 170 Ω

Circuit 60 × 50 × 20, entrefer par cale 7/100

n = 2.500 spires fil 20/100

Observation. — Si la bobine est soumise à une forte composante alternative, ce qui peut être le cas si l'on a affaire à un filtrage à « self-en-tête », il est nécessaire de vérifier que l'induction maximum, B max ne dépasse pas une valeur acceptable, comprise entre 3 et 4.000 gauss (1/3 à 1/4 de l'induction normale de la tôle). On applique la formule classique :

$$e = 4{,}44\ B\, s\, n\, f\ 10^{-8}$$

ou e = tension alternative aux bornes

B = induction en gauss
s = section en cm²
n = nombre de spires
f = fréquence de la tension alternative appliquée.

CHAPITRE XVI

LES TRANFORMATEURS POUR B.F.

Les transformateurs pour les basses fréquences se ramènent finalement à deux types : ceux parcourus par un courant altèrnatif seul, et ceux où une composante continue est superposée. Ils diffèrent au point de vue constructif par la présence (ou l'absence) d'entrefer et aussi, au point de vue domaine d'utilisation, par le fait que les premiers sont *toujours* utilisés sur de basses fréquences fixes, en particulier sur le secteur, alors que les derniers sont réservés aux applications plus généralement classées sous le terme de B.F.

PREMIÈRE PARTIE.

Transformateurs d'alimentation

Sans entrer dans la théorie précise des transformateurs, il est possible d'établir, tout au moins pour de faibles valeurs, de puissance, des transformateurs calculés d'une manière simple et avec une assez grande précison. De plus, quelques « astuces » empiriques permettent de prédéterminer des éléments essentiels. Tout d'abord, il est nécessaire de déterminer la puissance de l'appareil alors qu'habituellement on indique la tension et le débit à obtenir.

Puissance secondaire.

On majore systématiquement les tensions secondaires de 5 %. Les débits restent inchangés. On suppose (ce qui et le cas en radio) que les charges sont purement ohmiques; autrement dit, on confond watts et volt-ampères. La majoration de 5 % est destinée à compenser la chute ohmique dans les enroulements. Elle est en général suffisante quand on adopte une densité de courant ne dépassant pas 3 A/mm².

Dans le cas d'un redressement des deux alternances, on considère que chaque demi-secondaire débite à son tour et, par suite, on ne prend que la moitié de la tension existant aux bornes du secondaire (entre les plaques de la valve); ou encore

on ne prend que la tension entre point-milieu et extrémité; on additionne les valeurs ainsi obtenues; et l'on désigne le total par W.

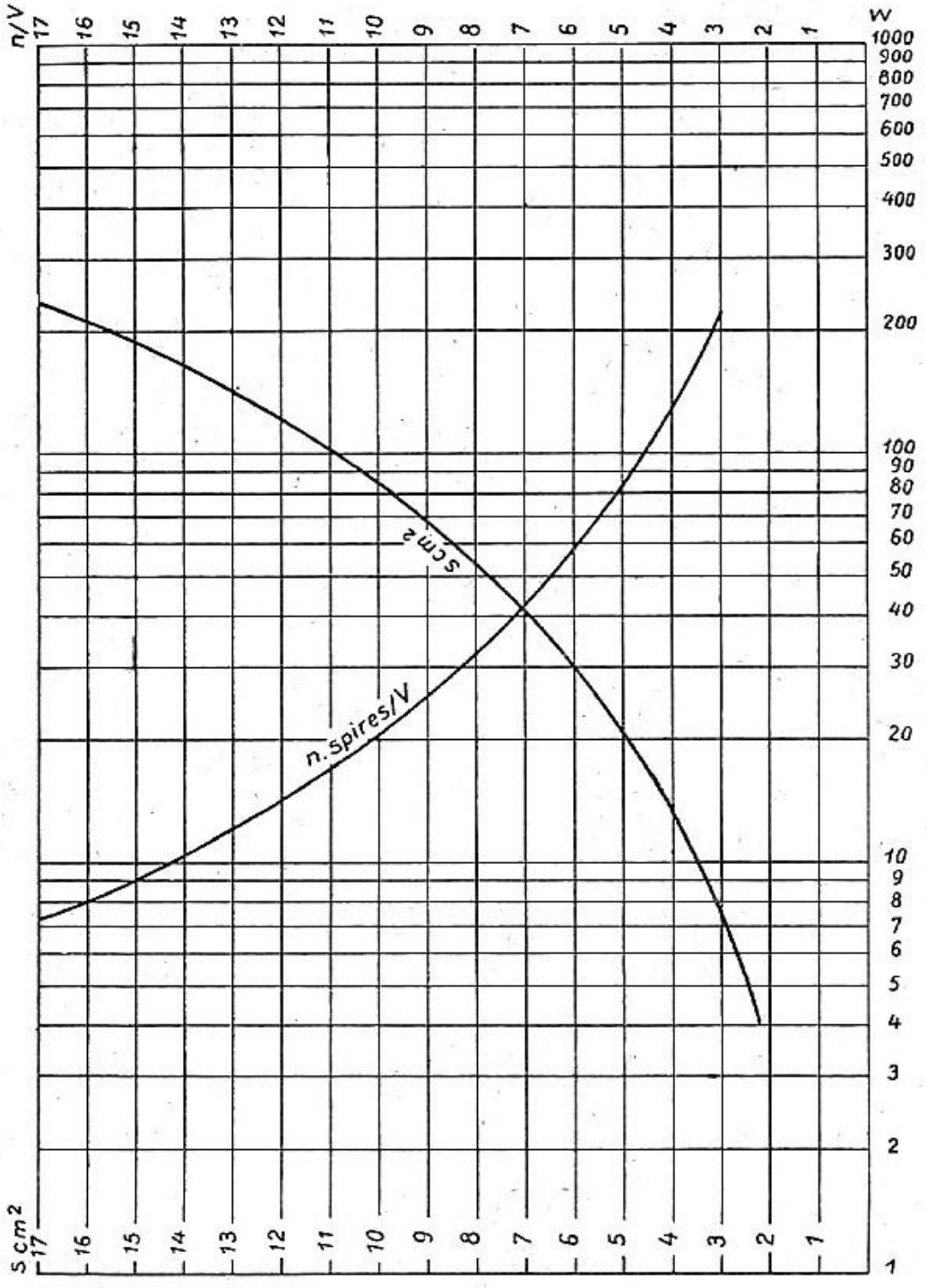


Fig. 118. — Abaque donnant pour des transformateurs de 4 à 240 watts, pour tôles ordinaires et 50 Hz, la section du noyau en centimètres carrés et le nombre de spires par volt.

Section et nombre de spires par volt.

Une première approximation, commode pour estimer un transformateur, consiste à considérer que la section, en centimètres carrés, est donnée par :

$$S = \sqrt{W}$$

où W et la puissance totale en watts. La courbe de la figure 118 donne une valeur précise de la section pour des puissances comprises entre 4 et 240 W.

La section ainsi obtenue est la section nette de la tôle; il faut la majorer de 5 % pour tenir compte du foisonnement ou de l'isolant entre tôles, isolant constitué le plus souvent par une couche d'oxyde. Le nombre de spires par volt se calcule par la formule déjà citée :

$$E = 4{,}44\ B\ s\ n{\cdot}f\ 10^{-8}$$

On prend ici B = 11.000 gauss environ. La courbe de la figure 118 donne, à 50 Hz, le nombre de spires par volt pour les puissances considérées. Pour 25 périodes, on doublera la section (ou le nombre de spires).

Courant à vide.

On peut le déterminer, soit en considérant les pertes (en watts par kilogramme), soit par une formule empirique :

$$I_0 = \frac{4\pi l_0}{N}$$

où Io est le courant à vide en ampères;

l la fibre moyenne en centimètres;

N le nombre de tours au primaire, à la tension considérée.

On pourra prendre la moyenne des deux valeurs précédentes.

Pertes Joules.

Les pertes Joules se calculent d'après la résistance ohmique des enroulements et le courant qui les traverse. Dans le calcul d'après l'abaque, les pertes primaires sont équilibrées avec les pertes secondaires, et les pertes dans le cuivre sensiblement égales aux pertes dans le fer.

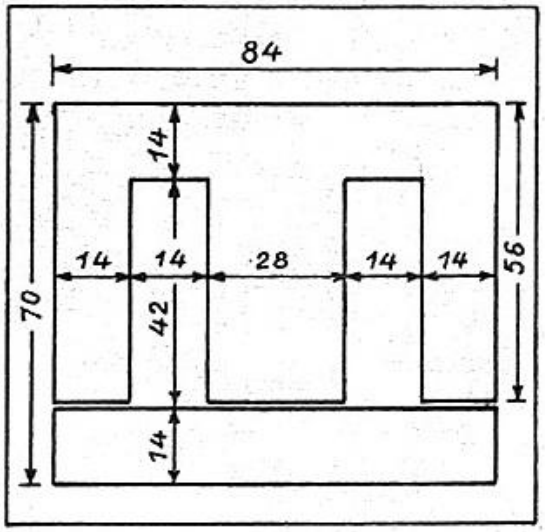


Fig. 119. — Une tôle standard

Exemple d'application.

On doit établir un transformateur, sur tôles standard 84 × 70 (fig. 119) 3,6 W, répondant aux caractéristiques suivantes :

Primaire : 110-120-220-240 V
Secondaire I : 2 × 350 V — 60 mA
Secondaire II : 6,3 V — 2 A
Secondaire III : 5 V — 2 A

Puissance secondaire.

Pour le secondaire I, on a :

$$W_1 = 368 \cdot 0{,}06 = 22 \text{ W}$$

Pour le secondaire II :

$$W_2 = 6{,}65 \cdot 2 = 13{,}3 \text{ W}$$

Pour le secondaire III :

$$W_3 = 5{,}25 \cdot 2 = 10{,}5 \text{ W}$$

Puissance totale secondaire :

$$W = 45{,}8 \text{ W, soit 46 watts}$$

Section et nombre de spires.

En se reportant à la figure 118, on a immédiatement :

$$s = 7{,}3 \text{ cm}_2$$
$$n = 6{,}7 \text{ spires par volt.}$$

La tôle considérée a une jambe centrale de 2,8 cm. L'épaisseur nette du circuit est de :

$$\frac{7{,}3}{2{,}8} = 2{,}6 \text{ cm}$$

Pour tenir compte du foisonnement, on majore de 5 %, ce qui correspond à une épaisseur brute de 27,5 mm. On prendra 28 mm. (section carrée, correspondant à une bonne utilisation du fer). Les nombres de spires sont alors :

Primaire : 110 V 110 . 6,7 = 735
120 V 120 . 6,7 = 802
220 V (2 × 735) = 1.470
240 V (2 × 802) = 1.604

Secondaire I : 2 × 350 V 2 . 368 . 6,7 = 2 × 2.450 spires
6,3 V 6,65 . 6,7 = 44,5 spires
5 V 5,25 . 6,7 = 85 spires

Diamètre des fils.

Les 46 W secondaire correspondent à un courant de :

$$\frac{46}{110} = 0{,}42 \text{ A}$$

sous 110 V et de 0,21 A, sous 220 V, d'où un fil de 45/100 pour 110-120 et de 30/100 pour 225-250 volts (table I, chap. XV). D'autre part, le secondaire I (60 mA) doit être bobiné en fil de 16/100; les secondaires II et III (2 A) seront bobinés en fil 90 ou 95/100.

Courant à vide.

Le volume de la tôle est de 132 cm_3. Le poids (7,7 grammes au centimètre cube) est de 1 kg. environ; les pertes correspondantes de 3,6 W environ (soit un courant à vide de 33 mA).

La fibre moyenne est par ailleurs égale à 16,8 cm, le nombre de spires à 110 V est de 735 et on aurait :

$$I_0 = \frac{4 \quad 16{,}8}{735} = 0{,}092 \text{ A}$$

On pourra tabler sur un courant à vide de l'ordre de 65 à 70 mA (sous 110 V).

Caractéristiques complètes du transformateur.

Circuit 84 × 70, épaisseur 28 mm., tôlage alterné.
Primaire : 735 + 67 spires 45/100 + 668 + 134 spires 30/100.
Secondaire I : 2 × 2.450 spires, fil 16/100.
Secondaire II : 45 spires 90/100.
Secondaire III : 35 spires 90/100.

Compléments.

a) Ecrans. — Il est parfois nécessaire de prévoir des écrans électrostatiques entre enroulements, en général entre primaire et secondaire. Pour cela, on peut, soit bobiner une couche de fil isolé, dont seule une extrémité est sortie (l'autre extrémité étant soigneusement isolée), soit réaliser un écran complet au moyen d'une feuille de clinquant bien isolée pour ne pas être en court-circuit sur elle-même.

b) Isolement. — Nous donnons (tableau II) les valeurs moyennes de tension de claquage obtenues sur différents types d'isolants (entre couches ou extérieurs). En général on prévoit un papier Kraft 7/100 entre couches pour les fils de diamètre supérieur à 20/100, et un papier cristal (4/100) pour le fil plus fin. L'isolement extérieur, ou les isolements secteur-écran ou autres, sont réalisés au moyen de toile huilée, de presspahn ou de papier gommé sur plusieurs tours.

TABLE II

CARACTÉRISTIQUES DES ISOLANTS

Matière	Epaisseur en millimètres	Tension de claquage V. eff. à 50 Hz
1 couche Toile Huilée	15/100	6000 V
2 couches Toile Huilée		9500 V
Papier cristal	4/100	750 V
Papier gommé (sec)	13/100	1200 V
Papier kraft	7/100	700 V
Presspalin	10/100	1350 V
	20/100	2400 V
	50/100	9500 V
Toile adhésive	20/100	1200 V

c) *Imprégnation.* — Celle-ci doit se faire au vernis gras, et par conséquent sous vide et pression, sinon il est préférable de s'abstenir.

d) *Finition.* — Le transformateur est souvent capoté, les fils peuvent être sortis sur des cosses disposées sur les flasques carton de la bobine, ou sur une bande de protection également en carton. Plus rarement ces fils sont sortis directement (cas des transformateurs américains).

DEUXIÈME PARTIE

Transformateur pour liaisons téléphoniques

Comme il a été dit plus haut, ces transformateurs sont en général prévus pour la superposition d'un courant continu. Ils sont destinés à fonctionner sur des fréquences qui sont variables dans de larges limites. Leur calcul est assez délicat, en particulier parce qu'ils doivent être considérés en liaison avec les éléments d'alimentation sur lesquels ils doivent fonctionner (lampes, bobines mobiles de H.P., impédances diverses, etc.).

La détermination précise des éléments a été traitée par l'auteur dans divers articles, dont les plus récents ont paru dans les tomes 1 et 2 de « La Radio en France » de 1945, sous les titres « Transformateurs parcourus par un courant continu » et « Note complémentaire sur les Transformateurs ». Nous nous bornerons à indiquer ici une méthode simplifiée de calcul.

Répartition ou découpage du spectre sonore.

Tout d'abord, on considérera que le spectre sonore se partage en trois zones principales : les fréquences basses, le médium, les fréquences élevées.

Fréquences basses. — Elles sont comprises pratiquement entre 80 et 400 Hz. Ces valeurs sont évidemment un peu arbitraires, mais commodes, car elles simplifient le calcul de ω (pulsation correspondant à la fréquence). En effet, $\omega = 500$ pour $f = 80$, et $\omega = 2.500$ pour $f = 400$. De plus, elles correspondent bien à une réalité physique. Dans cette zone, le transformateur peut être considéré suivant le schéma équivalent de la figure 120, dans lequel Lo est la self-induction à vide du primaire du transformateur, n le rapport de transformation, et Zl l'impédance de charge. En d'autres termes, n^2Zl représente la *charge ohmique.* On a donc affaire à une résistance en parallèle sur une self-inductance.

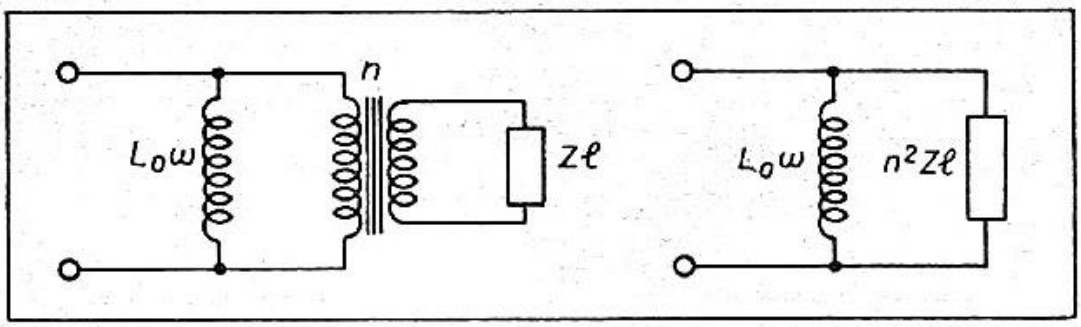


Fig. 120. — Circuit équivalent aux fréquences basses. Un facteur important est la self-induction à vide L_o.

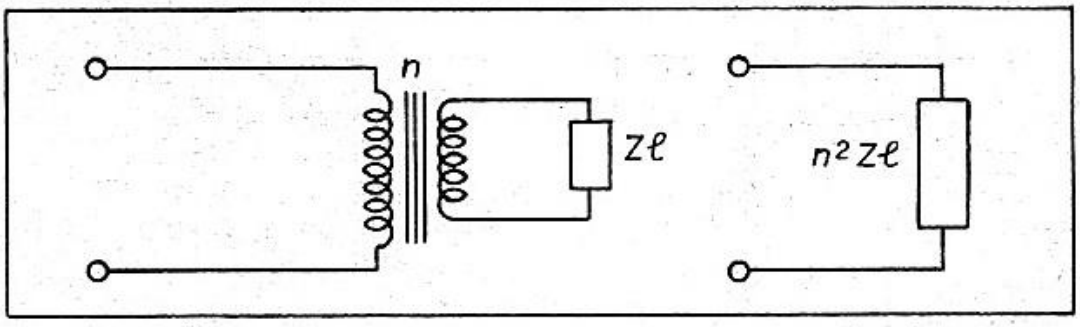


Fig. 121. — L'équivalence pour le medium.

Médium. — Les fréquences correspondantes s'étendent pratiquement de 400 à 2.000 ou 3.000 Hz. En général, les calculs sont effectués à 800 Hz, valeur moyenne du spectre sonore et de la voix. Cette valeur coïncide également avec le maximum de sensibilité de l'oreille. Le schéma équivalent est celui d'un transformateur parfait (fig. 121), se comportant comme une charge *ohmique* n^2Zl.

Fréquences élevées. — Pour celles-ci, qui se situent à plus de 3.000 Hz (par exemple de 3.000 à 15.000 Hz), il faut tenir compte de l'impédance de dispersion qui est en série avec n^2Zl et qui croît avec la fréquence (fig. 122).

Calcul du transformateur.

On commence le calcul par le médium, en considérant que les pertes Joules correspondent sensiblement à 20 % de la charge. Si on examine la figure 123, on voit que cette dernière se compose :

1° D'une résistance R*p*, résistance ohmique du primaire;

2° D'une résistance n^2Rs, résistance ohmique transformée du secondaire;

3° De la résistance n^2Zl qui est effectivement la résistance de charge.

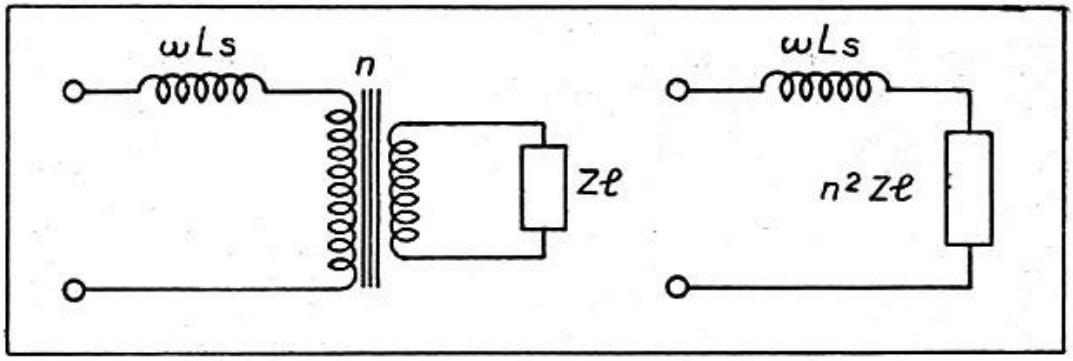


Fig. 122. — Equivalence aux fréquences élevées.

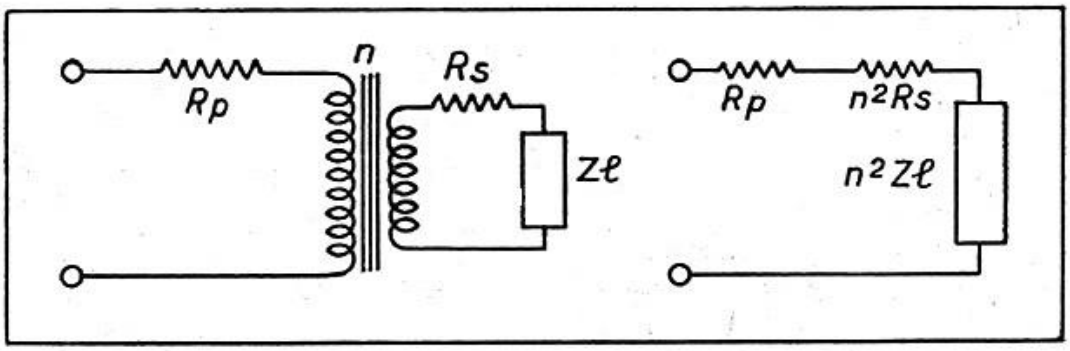


Fig. 123. — Introduction des résistances d'enroulement dans le cas de la figure 121.

Dans ces conditions, si Za est l'impédance de charge, on a:

$$Za = Rp + n^2Rs + n^2Zl$$

avec $Rp + n^2Rs = 0{,}2\ Za$

Il reste, par suite :

$$0{,}8\ Za = n^2Zl$$

$$n^2 = \frac{0{,}8\ Za}{Zl}$$

Détermination du primaire. — Si l'on admet une chute de 3 *db* à une fréquence *fo* (pulsation ωo), on doit avoir évidemment :

$$Za = Lo\ \omega o = Rp + n^2Rs + n^2Zl$$

D'où la valeur de Lo qui se calcule suivant la méthode énoncée au chapitre XV pour la détermination du nombre de spires, de l'entrefer, du diamètre du fil, etc.

Détermination du secondaire. — Connaissant le nombre de spires primaire, il est facile de connaître celui du secondaire qui est *n* fois plus petit (*n* étant le rapport de transformation). Le secondaire est parcouru uniquement par un courant alternatif *n* fois plus grand que celui parcourant le primaire. La section sera choisie en conséquence.

Observations.

a) Calcul. — En général, il sera nécessaire d'effectuer plusieurs calculs, parce que les valeurs de résistance obtenues peuvent différer de celles indiquées précédemment (20 % de Za). En général, trois essais sont suffisants, le premier et le second encadrant la valeur convenable.

b) Fréquences élevées. — Si le transformateur a été calculé suivant les données ci-dessus, il n'y a pas lieu de se préoccuper outre mesure de la self-induction de dispersion, celle-ci n'intervenant qu'au-dessus de 5 à 7.000 Hz. Le calcul précis d'un transformateur dit à haute fidélité est un travail considérable et fort délicat qui ne se justifie pas dans les cas courants.

Exemple de calcul.

Soit à calculer un transformateur de sortie, destiné au couplage d'une bobine mobile de H.P. ($Zl = 4\ \Omega$) avec une lampe du type 6L6, fonctionnant avec une tension plaque et écran de 250 V. L'impédance de charge, telle qu'indiquée sur les catalogues, est de 2.500 Ω; la puissance de 6,5 W et le courant anodique de 75 mA. En admettant 20 % de pertes dans le cuivre, on a :

$$Rp + n^2 Rs = \frac{2500\ (100 - 80)}{100} = 500\ \Omega$$

Il reste maintenant :

$$n^2 Zl = 2.500 - 500 = 2.000\ \Omega$$

Comme $Zl = 4\ \Omega$, on a :

$$n^2 = \frac{2000}{4} = 500$$

d'où

$$n = \sqrt{500} = 22,5$$

On veut que la chute d'amplification soit de 3 db à 80 Hz ($\omega = 500$) ; on doit avoir alors :

$$L_0\omega = 2.500$$

$$L_0 = \frac{2500}{500} 5 \text{ H}$$

On choisit la tôle standard de 60 × 50 × 20. Pour cette tôle on a vu que $l = 12$ cm., $V = 48$ cm³. On a, pour I = 75 mA.

$$\frac{L I^2}{V} = \frac{5\ 56\ 10^{-4}}{48} = 5,85\ \ 10^{-4}$$

En tôle 1,6 W (habituelle en cette matière), on voit, en se reportant à la figure 106 :

$$\frac{n\,l}{l} = 13 \qquad \frac{a}{l} = 0,0012$$

d'où :

$$n = \frac{13\ \ 12}{0,075} = 2.100 \text{ spires}$$

$$a = 14/100 \text{ mm.}$$

L'entrefer sera obtenu avec un papier de 4 à 6/100. Le secondaire comportera :

$$\frac{2100}{22,5} = 89 \text{ spires}$$

Le primaire est parcouru par un courant de 75 mA. Par suite (tableau I, chapitre XV), on utilisera du fil 18/100. Pour le secondaire, où l'intensité peut atteindre :

$$I_0 \sqrt{\frac{6,5\ W}{4\ \Omega}} = 1,25 \text{ A}$$

on prendra du 60 ou 70/100. On pourra vérifier que :

1° L'induction maximum dans la tôle ne dépasse pas une valeur acceptable en utilisant la formule :

$$E = 4,44 \ . \ B\, s\, n\, f\ 10^{-8}$$

avec

$$E = \sqrt{Z_a\ W}$$

2° Les résistances primaire et secondaire sont convenables, en calculant la longueur de la spire moyenne. On pourra s'assurer également que l'encombrement des enroulements est satisfaisant.

CONCLUSION... INATTENDUE

Nous pensons avoir, dans cet ouvrage, donné une vue d'ensemble du problème que constitue *le bobinage* et nous espérons qu'il pourra fournir une aide au constructeur, un appui au dépanneur et... deux heures de lecture au profane curieux de ce qui touche la science de la radio.

Au début du chapitre premier, nous avions déclaré que le bobinage était le cœur du poste, mais maintenant que le lecteur s'est rendu compte de la diversité des problèmes soulevés, nous pouvons dire que l'on peut concevoir actuellement un poste *sans bobinages*.

Si paradoxal que cela puisse paraître, le fait n'en est pas moins exact. Grâce à l'utilisation de la contre-réaction, un tel poste est réalisable, et, qui plus est, on pourrait y disposer d'une sélectivité comparable à celle du poste à amplification directe.

Supposons que nous ayons réalisé un amplificateur à résistances, par exemple, convenablement apériodique, et que nous ayons pu obtenir un gain considérable (de l'ordre de 10.000 par exemple). Au moyen d'une contre-réaction, nous bloquons l'amplificateur (contre-réaction d'un taux de 10.000). L'amplificateur donnera finalement un gain unité: si l'on applique des microvolts à l'entrée on obtiendra le même nombre de microvolts à la sortie.

Grâce à un circuit de constante de temps RC, nous annulons, pour la fréquence correspondant à cette constante de temps, l'effet de contre-réaction. En ce point, et *en ce point seulement*, le gain va devenir normal, soit 10.000 dans le cas cité. On aura réalisé ainsi un amplificateur sélectif dont la fréquence d'accord est déterminée au choix par une résistance variable ou par un condensateur variable de faible capacité.

Nous pouvons concevoir de multiples schémas: nous ne citerons que celui de la figure 124, le circuit sélectif étant constitué par l'ensemble RC et R'C'. La pulsation d'accord est:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C \cdot R \cdot C' \cdot R'}}$$

En remarquant que

$$R\,C = t$$
$$R'C' = t'$$

t et t' étant les constantes de temps de chaque circuit, on a encore

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{t \cdot t'}}$$

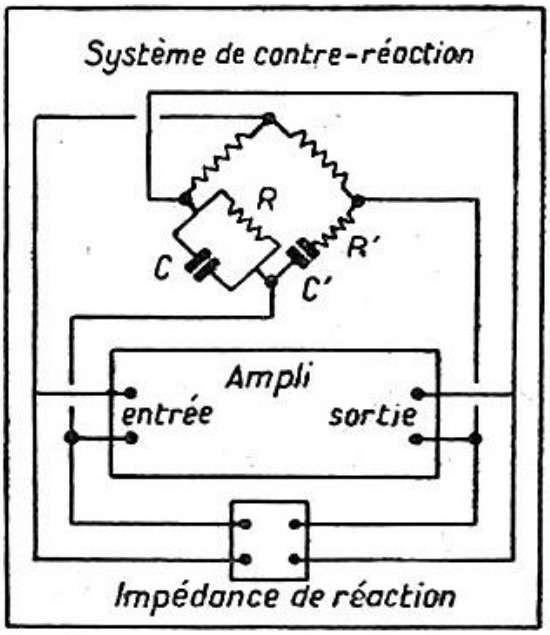


Fig. 124. — Schéma de principe d'un amplificateur sélectif ou d'un oscillateur à contre-réaction.

A titre d'exemple, supposons:

$$R' = 20\ k\Omega.$$
$$C' = 20\ pF.$$
$$R = 2.000\ \Omega.$$
$$C = 20\ pF.$$

On a:

$$f = 1.280\ kHz.$$

Si nous prenons maintenant $C = 100$ pF, on a:

$$\omega = \frac{10^7}{\sqrt{8}}$$

C'est-à-dire finalement, en tenant compte de la valeur de ω en fonction de f:

$$f = 565 \text{ kHz}.$$

On peut même, par cette méthode, arriver à faire accrocher l'amplificateur sur la fréquence f; ce fait a déjà été mis en application pour des *oscillateurs étalons, ainsi constitués sans aucun bobinage.*

On peut entrevoir le jour où un poste de radio se composera de quelques lampes et de quelques condensateurs et résistances: une lampe amplificatrice à multiplication électronique, un circuit de contre-réaction sélective, une détectrice et une amplificatrice-valve. Nous livrons cette vue de la technique future à l'imagination du lecteur.

FIN

TABLE DES MATIÈRES

Pour faciliter la lecture de cet ouvrage..... 5
CHAPITRE I. — Fonction des Bobinages. — Généralités 9
CHAPITRE II. — Etude théorique des principaux circuits. 21
CHAPITRE III. — Le monoréglage accord-oscillatrice.... 39
CHAPITRE IV. — Eléments influant sur les bobinages... 45
CHAPITRE V. — Les différents types de bobinages..... 56
CHAPITRE VI. — Calcul des bobinages 63
CHAPITRE VII. — Construction des bobinages..... 74
CHAPITRE VIII. — Mesure et vérification des bobinages. 81
CHAPITRE IX. — Données numériques des circuits à fréquence variable..... 89
CHAPITRE X. — Données numériques des circuits à fréquence fixe..... 99
CHAPITRE XI. — Dispositifs à bandes étalées..... 105
CHAPITRE XII. — Utilisation des circuits couplés en adaptateurs d'impédances..... 110
CHAPITRE XIII. — Bobines de qualité en fil plein, de cuivre ou d'aluminium..... 114
CHAPITRE XIV. — Oscillateurs à grande stabilité..... 120
CHAPITRE XV. — Les self-inductances B.F. 125
CHAPITRE XVI, — Les transformateurs B.F..... 142
Conclusion... inattendue..... 153